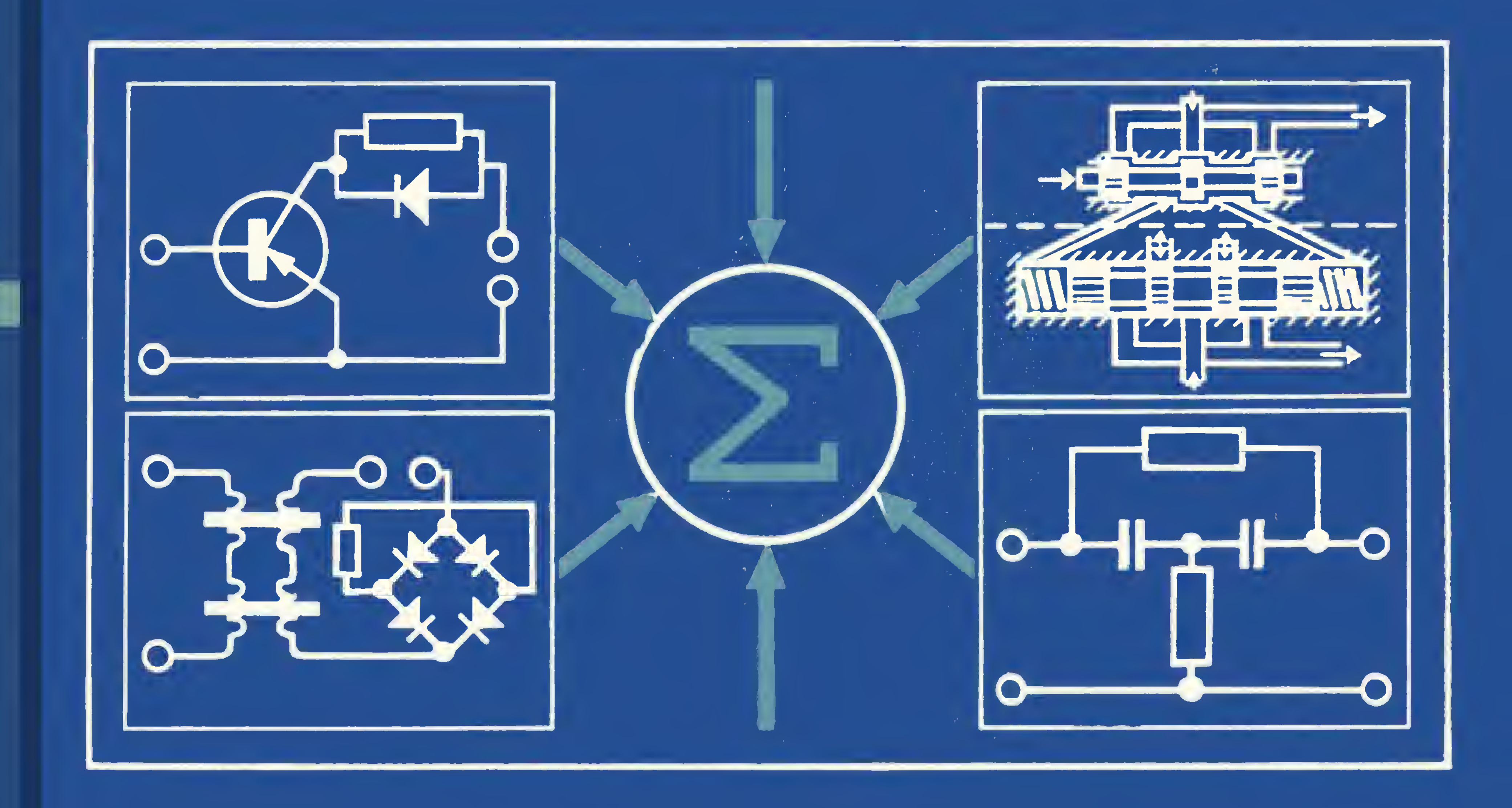


УСТРОЙСТВА
И ЭЛЕМЕНТЫ
САР
И САУ

КНИГА 2

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА



УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

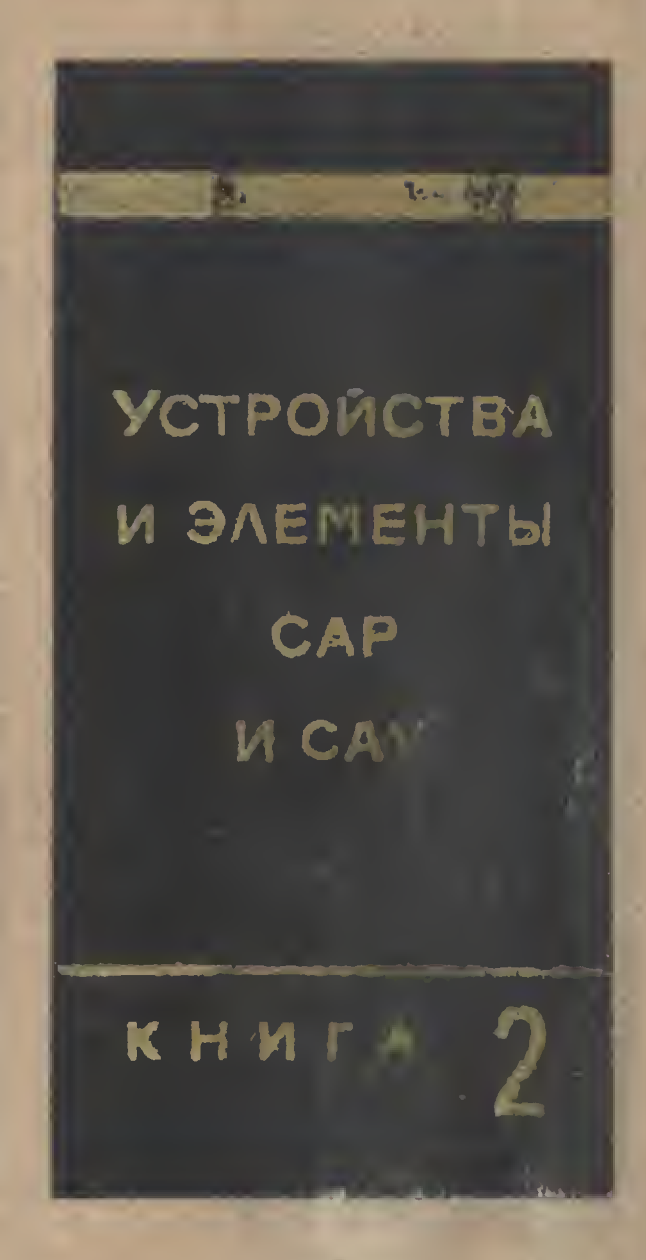
КНИГА 2

Предлагаемая вниманию читателей книга является второй из трех книг коллективного труда по элементам и устройствам систем автоматического регулирования и управления, входящих в серию инженерных монографий под общим названием «Техническая кибернетика».

Книга состоит из двух разделов. Первый раздел посвящен усилительным устройствам автоматики. Во втором разделе рассматриваются корректирующие элементы и устройства. Кроме того, в книге излагаются общие методы анализа и расчета усилительных и корректирующих устройств, необходимые для проектирования систем автоматического регулирования и управления.

Книга предназначена для научных работников, инженеров, преподавателей и аспирантов, занимающихся вопросами проектирования систем автоматики, а также может быть использована студентами старших курсов высших учебных заведений соответствующих специальностей.

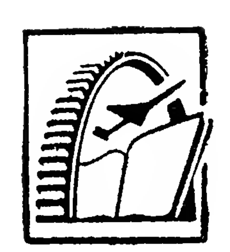




ТЕХНИЧЕСКАЯ



КИБЕРНЕТИКА



ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

СЕРИЯ ИНЖЕНЕРНЫХ МОНОГРАФИЙ

Под редакцией
доктора технических наук
профессора
В. В. СОЛОДОВНИКОВА

УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

КНИГА 2

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА, КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

МОСКВА • «МАШИНОСТРОЕНИЕ» • 1976

У81
УДК 621.3.078:621.3.08

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Книга 2. Усилительные устройства, корректирующие элементы и устройства. Колл. авторов. Под ред. засл. деятеля науки и техники РСФСР, д-ра техн. наук проф. В. В. Солодовникова. М., изд-во «Машиностроение», 1975, 687 с.

Данная книга является второй книгой коллективного труда по элементам и устройствам систем автоматического регулирования и управления.

В книге, состоящей из двух разделов, рассматриваются разнообразные усилительные и корректирующие элементы и устройства автоматики. Первый раздел посвящен электронным ламповым, полупроводниковым, магнитным, электромашинным, электромеханическим, гидравлическим, пневматическим и другим усилителям; второй — электрическим, электромеханическим, гидравлическим и пневматическим корректирующим устройствам. Эти сведения необходимы для выбора и разработки элементов и устройств на этапе проектирования систем регулирования и управления.

Табл. 17. Ил. 411. Список лит. 372 назв.

АВТОРЫ КНИГИ

В. П. АЛЕКПЕРОВ, канд. техн. наук (гл. X, XI § 4, 6); Э. Е. БАРТОЛЬД, канд. техн. наук (гл. XI, § 5); Н. А. БЕКЕШКО, канд. физ.-мат. наук (гл. IV); Б. В. БЕЛЕВИТИН, канд. техн. наук (гл. VIII, § 8); П. В. БИРЮКОВ, канд. техн. наук (гл. IX); А. Е. БОР-РАМЕНСКИЙ, канд. техн. наук (гл. X, XIII, § 4); С. С. БУКРЕЕВ, канд. техн. наук (гл. III, § 1); Б. Н. ВАСИЛЬЕВ, канд. физ.-мат. наук (гл. II, § 1—7); А. И. ГУЗЕНКО, д-р техн. наук проф. (гл. VI); Б. Н. ИВАНЧУК, канд. техн. наук (гл. III, § 5—9); И. В. КАЛМЫКОВ, канд. техн. наук (гл. VII); Ф. И. КЕРБНИКОВ, канд. техн. наук (гл. V); А. И. КИСЕЛЕВ, инж. (гл. XI, § 5); С. П. КОЛОСОВ, д-р техн. наук проф. (гл. VII); Ю. И. КОНЕВ, д-р техн. наук проф. (гл. III, § 1—4); С. В. КОСТИН, канд. техн. наук проф. (гл. IX); И. М. КРАССОВ, д-р техн. наук проф. (гл. VIII, § 1,4—8 гл. XIV); К. И. КУРАКИН, канд. техн. наук (гл. XII); Л. И. ЛЕОНЕНКО, канд. техн. наук (гл. III, § 4); Н. С. ЛЬВОВ, канд. техн. наук (гл. II, § 8—10; гл. III, § 10, 11); В. И. НЕФЕДОВА, канд. техн. наук (гл. VII); А. А. ПАПЕРНОВ, д-р техн. наук проф. (гл. XIII, § 3); В. Н. ПЛОТНИКОВ, канд. техн. наук (гл. X, XI, § 1; гл. XIII, § 1, 2); Б. Я. РУВИНОВ, канд. техн. наук (гл. III, § 5—9); М. А. РОЗЕНБЛАТ, д-р техн. наук проф. (гл. V); М. П. СЕЛИВАНОВ, канд. техн. наук (гл. VIII, § 8); В. В. СОЛОДОВНИКОВ, засл. деят. науки и техники РСФСР д-р техн. наук проф. (предисловие, введение); Ю. И. ТОПЧЕЕВ, д-р техн. наук проф. (гл. X, XI, § 2, 3, 5, 6); В. В. ФАРОНОВ, инж. (гл. X, XI, § 3); В. А. ХОХЛОВ, д-р техн. наук проф. (гл. VIII, § 1—3); Л. С. ШРАМКО, канд. техн. наук (гл. XII); А. В. ЯКОВЛЕВ, канд. техн. наук (гл. I, X).

$У \frac{30500-608}{038(01)-75}$ 273—74

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая вниманию читателя книга является второй из трех книг, объединенных общим названием «Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления».

В первой книге была дана классификация устройств и элементов САР и САУ, изложены основные понятия и определения теории измерительных устройств автоматики, а также даны принципы работы, конструктивные особенности, статические, динамические и точностные характеристики разнообразных измерительных устройств. Кроме того, во втором разделе первой книги были рассмотрены основные типы преобразующих элементов, входящих как в состав измерительных устройств систем автоматики, так и используемых в качестве самостоятельных в различных технических устройствах.

Настоящая книга посвящена усилительным и корректирующим устройствам и элементам систем автоматического регулирования и управления. Сведения по указанным устройствам и элементам автоматики необходимы для правильного выбора и разработки устройств на этапе проектирования системы управления.

При написании данной книги использовались соответствующие главы труда «Основы автоматического регулирования» *.

Однако содержание этих глав подверглось радикальной переработке и существенным дополнениям. Новыми, отсутствующими в упомянутой выше книге, являются главы, посвященные основным понятиям и определениям теории линейных усилительных устройств; полупроводниковым, диэлектрическим и квантовым усилителям; магнитно-полупроводниковым и электромеханическим усилителям; а также разнообразным корректирующим элементам и устройствам.

Следующая, третья книга, будет посвящена оконечным усилителям мощности систем управления — исполнительным устройствам и сервомеханизмам.

В заключение считаю своим приятным долгом выразить искреннюю благодарность доценту кандидату технических наук А. В. Яковлеву за оказанную помощь в подготовке труда к изданию.

СОЛОДОВНИКОВ В. В.

---

* Основы автоматического регулирования. Элементы систем автоматического регулирования. Части 1 и 2. Под ред. д-ра техн. наук проф. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1959.

ВВЕДЕНИЕ

Научно-технический прогресс в значительной мере определяется уровнем автоматизации отраслей народного хозяйства и внедрением систем автоматического регулирования и управления.

Важным этапом разработки систем регулирования и управления является выбор и проектирование корректирующих и усилительных устройств, предназначенных для преобразования и усиления сигналов. Такого рода преобразование связано с формированием сигналов коррекции статических и динамических характеристик системы; усиление сигналов необходимо для приведения в действие исполнительного устройства.

Общими задачами, решаемыми при проектировании, производстве и эксплуатации корректирующих и усилительных устройств систем автоматики, являются следующие:

формирование требуемых статической и частотной характеристик;

синтез обратных связей и согласование с входом и выходом (нагрузкой);

воспроизведение характеристик при серийном и массовом производстве;

обеспечение высокой надежности;

унификация устройств и их элементов.

Кроме того при проектировании корректирующих и усилительных устройств должен быть решен ряд специфических задач. Особые требования, предъявляемые к корректирующим элементам систем с переменными параметрами — возможность и простота перестройки структуры, программы и параметров корректирующих элементов. Усилительные устройства должны удовлетворять определенным техническим условиям по удельной и максимальной выходной мощности, а также к. п. д.

Решение этих многоплановых технико-экономических задач возможно при комплексном подходе, объединяющем общие методы технической кибернетики с частными методиками расчета и проектирования элементов автоматики.

Выбор, расчет и проектирование усилительных устройств САР и САУ предшествует синтезу и разработке корректирующих устройств и элементов, поэтому первый раздел настоящей книги посвящен усилительным, а второй — корректирующим устройствам.

Нагруженное усилительное устройство независимо от типа усилителя и физической природы нагрузки представляет собой динамическую систему, характеризуемую некоторым числом обобщенных координат и сил. Общность дифференциальных уравнений нагруженных усилительных устройств позволяет разработать единую методику аналитического синтеза и машинного проектирования усилителей как элементов САР и САУ, а также единый подход при анализе устойчивости и естественных обратных связей, эквивалентных действию нагрузки; синтезе корректирующих обратных связей; при согласовании усилителя с нагрузкой; формировании и согласовании линейных участков статических характеристик. Разнообразные частные методики расчета усилителей, изложенные в специальной литературе, имеют своей целью определение параметров и режимов, обеспечивающих требуемые характеристики и технические условия.

Усилительные устройства, применяемые в системах автоматического регулирования и управления, можно подразделить на две группы:

1) электрические усилители, имеющие электрические источники питания;

2) гидравлические и пневматические усилители, использующие в качестве основного энергоносителя рабочее тело — жидкость или газ.

Источник питания или энергоноситель определяет наиболее существенные особенности усилительных устройств автоматики: статические и динамические характеристики, удельную и максимальную мощность, надежность, эксплуатационные и технико-экономические показатели.

Группу электрических усилителей, рассматриваемых в первом разделе настоящей книги, составляют электронные вакуумные, ионные, полупроводниковые (транзисторные и тиристорные), диэлектрические, магнитные, магнитно-полупроводниковые, электромашинные и электромеханические.

Квантовые усилители и генераторы составляют особую подгруппу устройств, используемых в качестве усилителей и преобразователей слабых радиотехнических и других сигналов.

Другую группу усилительных устройств САР и САУ, также рассматриваемых в первом разделе книги, представляют гидравлические и пневматические усилители. В гидроавтоматике и пневмоавтоматике используется энергия статического или динамического давления жидкого или газообразного рабочего тела.

Второй раздел книги посвящен корректирующим элементам и устройствам систем регулирования и управления. Постановка задачи синтеза корректирующих устройств подробно рассмотрена во второй книге серии «Техническая кибернетика» (Теория автоматического регулирования). Второй раздел настоящей книги открывается классификацией и исследованием общих методов проектирования линейных и нелинейных корректирующих устройств. Далее

рассматриваются принципы действия, характеристики, конструктивные особенности, методы расчета и реализации электрических, электромеханических, гидравлических и пневматических корректирующих устройств.

В зависимости от места включения в схему САР или САУ линейные корректирующие устройства подразделяются на три типа: последовательные, параллельные корректирующие элементы и корректирующие обратные связи. Использование того или иного типа корректирующих устройств определяется простотой технической реализации и эксплуатационными требованиями.

В линейных САР или САУ могут быть вычислены эквивалентные корректирующие элементы, которые вместе с одним из устройств неизменяемой части (например, усилителем или двигателем) образуют подобные в динамическом отношении звенья.

Формулы перехода от передаточной функции корректирующего элемента одного типа к передаточной функции элемента другого типа имеют следующий вид:

$$W_{\text{посл}}(s)=\frac{1}{1+W_{\text{охв}}(s)\,W_{\text{кос}}(s)};\qquad W_{\text{посл}}(s)=\frac{W_{\text{охв}}(s)+W_{\text{пар}}(s)}{W_{\text{охв}}(s)};$$

$$W_{\text{пар}}(s)=W_{\text{охв}}(s)\,[W_{\text{посл}}(s)-1];\qquad W_{\text{пар}}(s)=\frac{W^2_{\text{охв}}(s)\,W_{\text{кос}}(s)}{1+W_{\text{охв}}(s)\,W_{\text{кос}}(s)};$$

$$W_{\text{кос}}(s)=\frac{1-W_{\text{посл}}(s)}{W_{\text{охв}}(s)\,W_{\text{посл}}(s)};\qquad W_{\text{кос}}(s)=-\frac{W_{\text{пар}}(s)}{W^2_{\text{охв}}(s)+W_{\text{охв}}(s)\,W_{\text{пар}}(s)},$$

где $W_{\text{охв}}(s)$; $W_{\text{посл}}(s)$; $W_{\text{пар}}(s)$; $W_{\text{кос}}(s)$ соответственно передаточные функции охватываемых устройств системы, последовательного, параллельного корректирующих элементов и эквивалентной корректирующей обратной связи.

Корректирующие элементы последовательного типа целесообразно применять, если сигнал, величина которого функционально связана с сигналом ошибки, является немодулированным электрическим сигналом. Синтез последовательного корректирующего устройства в процессе проектирования системы управления наиболее прост. Корректирующие элементы параллельного типа удобно использовать при формировании сложного закона регулирования с введением интеграла и производных от сигнала ошибки. Корректирующие обратные связи, охватывающие усилительные или исполнительные устройства прямой цепи САР или САУ, находят наиболее широкое применение благодаря простоте технической реализации. Во-первых, в этом случае на вход элемента обратной связи поступает сигнал сравнительно высокого уровня (например, с выходного каскада усилителя или двигателя). Во-вторых, использование корректирующей обратной связи позволяет уменьшать влияние нелинейностей тех устройств системы, которые ими охватываются, следовательно, в ряде случаев удается улучшить качество процесса регулирования. В-третьих, корректирующая обратная связь стабилизирует статические коэффициенты охватываемых устройств в условиях действия дестабилизирующих факторов и т.д.

Корректирующая обратная связь в виде соответствующей цепи электронного усилителя, подавляющая высокие частоты, аналогична действию последовательного интегрирующего звена; корректирующая обратная связь, подавляющая низкие частоты, аналогична последовательному дифференцирующему звену Наконец, корректирующая обратная связь, подавляющая средние частоты, эквивалентна последовательному интегродифференцирующему элементу.

В современных системах регулирования и управления, помимо простых пассивных корректирующих элементов на постоянном и переменном токе, широкое применение находят активные электрические и электромеханические корректирующие устройства, обладающие большими техническими возможностями.

Все более широкое применение находят нелинейные и логические корректирующие устройства, реализующие оптимальные нелинейные законы управления. С помощью нелинейных устройств удается изменять амплитудную характеристику системы, не вызывая существенных деформаций фазовой характеристики и наоборот. В системах с нелинейными логическими корректирующими устройствами можно вызвать «скользящие» режимы, приводящие к независимости динамики системы от изменения параметров объекта управления.

Нелинейные логические корректирующие устройства, применяемые в современных САР и САУ, характеризуются сложной структурой, реализация которой стала возможной только в связи с достижениями современной микроэлектроники. По мере усложнения структуры, функциональных и логических возможностей корректирующие устройства САР и САУ все более приближаются по своим характеристикам к возможностям аналоговых и цифровых специализированных машин.

Применение специальных средств аналоговой и цифровой вычислительной техники для формирования оптимальных законов, обеспечивающих достижение цели управления при изменяющихся внешних и внутренних условиях, будет рассмотрено в последующих книгах данной серии инженерных монографий.

РАЗДЕЛ I

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА САР

В данном разделе за классификационные признаки усилительных устройств САР приняты следующие: вид энергии первичного источника питания и тип усилительного (или распределительного) элемента. В разделе рассматриваются электронные ламповые (электровакуумные) и ионные усилители (глава II); полупроводниковые и диэлектрические усилители (глава III); квантовые (молекулярные) усилители и генераторы (глава IV); магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители (глава V); элекромашинные усилители (глава VI); электромеханические усилители (глава VII); гидравлические и пневматические усилители (распределители) (главы VIII и IX.

Усилители, применяемые в технике регулирования и управления, отличаются большим разнообразием по принципу работы и техническим и эксплуатационным характеристикам, а также по конструктивному и технологическому исполнению.

Влияние нагрузки и обратных связей на работу и характеристики усилителей в обобщенном виде рассматриваются в главе I «Основные понятия и определения теории линейных усилительных устройств». Принципиальные вопросы, связанные с импульсным режимом работы нелинейных усилительных элементов, рассмотрены в главе VII.

ГЛАВА I

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Общей функцией усилительных устройств (усилителей и распределителей) САР является усиление по мощности сигнала управления (или сигнала ошибки) до уровня, необходимого для управления исполнительным устройством.

По структуре усилительное устройство САР представляет собой, как правило, многокаскадный усилитель со сложными обратными связями, которые вводятся для улучшения его статических, динамических и эксплуатационных характеристик.

В данной главе анализируются обобщенные дифференциальные уравнения усилительных устройств САР с обратными связями и без них. На основе этого анализа рассматриваются разнообразные структурные схемы усилителей с учетом обобщенных координат и нагрузок, их статические и динамические характеристики. Формулируется общая постановка задачи выбора и расчета усилительного устройства САР.

Вопросы, посвященные специфическим особенностям выбора и расчета усилителей, рассматриваются в последующих главах книги.

1. УСИЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО КАК ЭЛЕМЕНТ САР

Место усилительного устройства в общей функциональной схеме типовой САР в соответствии с определением, данным в работе [6] *, показано на рис. I. 1. В этой схеме усилительное устройство *6* является элементом сервомеханизма САР.

Усилитель САР представляет собой устройство, в котором сравнительно маломощным входным сигналом можно управлять передачей гораздо большей энергии от источника питания в нагрузку (исполнительное устройство).

Усилительное устройство обладает наиболее «гибкими» статическими и динамическими характеристиками. Поэтому формиро-

* Списки литературы приведены в конце глав, дополнительная литература по разделам помещена в конце книги.

вание контура САР, имеющего заданную структуру, обычно завершается проектированием или выбором усилителя, обеспечивающего общий требуемый коэффициент передачи и некоторые динамические показатели, формулируемые при синтезе системы [6].

По виду используемой энергии усилительные устройства САР классифицируются на электрические, гидравлические, пневматические.

К группе электрических усилителей в зависимости от типа усилительного (управляющего) элемента относятся электронные ламповые, ионные, транзисторные, тиристорные, диэлектрические, молекулярные, магнитные, электромашинные, электромеханические (релейные усилители и усилители с вибрационной линеаризацией) и комбинированные усилители.

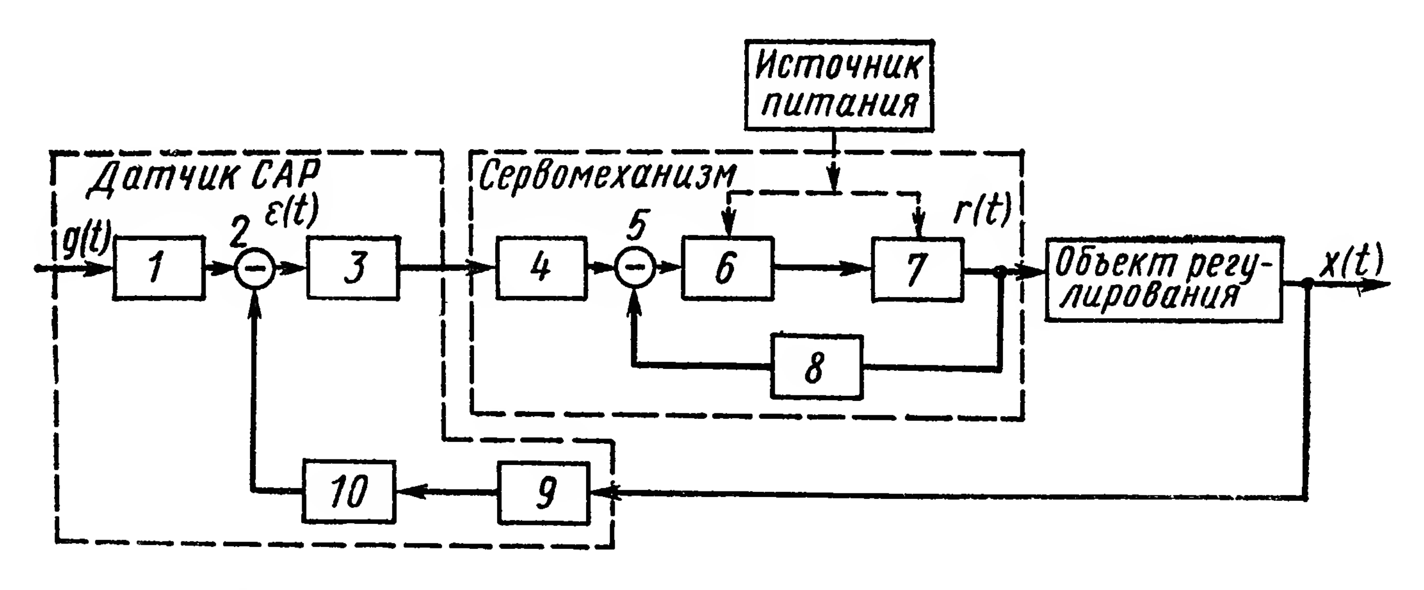


Рис. I.1. Функциональная схема типовой САР:

1, 4, 6, 9 — соответственно задающее, корректирующее, усилительное и чувствительное устройства; *2, 5* — сравнивающие устройства; *3, 10* — преобразующие устройства; *7* — исполнительное устройство и кинематическая передача; *8* — корректирующая обратная связь

Общность некоторых физических свойств жидкости и газа позволяет объединить гидравлические и пневматические усилители в другую группу. В зависимости от типа усилительного (распределительного) элемента гидравлические и пневматические усилители классифицируются следующим образом: распределители струйного типа, с золотником, с соплом — заслонкой, с заслонкой, комбинированного типа.

По виду статической характеристики, связывающей входную и выходную величины усилителя, в соответствии с работой [6] последние классифицируются на несущественно и существенно нелинейные устройства. К усилительным элементам, имеющим существенно нелинейные характеристики, относятся, например, тиратрон, тиристор, электромагнитное реле и др.

Для линеаризации характеристик усилителей, построенных на такого рода элементах, применяются специальные методы управления (например, вибрационная линеаризация, ФИМ, ШИМ и др.), которые подробно рассматриваются ниже. Существенным достоинством таких усилителей являются высокие энергетические показатели, а также некритичность элементов схем к разбросу их параметров,

к стабильности питающих напряжений и температуры окружающей среды.

Наряду с общей функцией усиления по мощности, усилительное устройство в частном случае может выполнять функцию усиления лишь одного из параметров, входящих в выражение мощности, при значении второго параметра, равном или близким к нулю. Такие режимы работы носят название холостого хода и короткого замыкания усилителя.

Входными величинами усилительных устройств в зависимости от типа усилителя являются ток и напряжение (электрическая мощность); скорость перемещения управляющего элемента и момент сопротивления или расход и давление рабочего тела (механическая мощность или мощность потока рабочего тела). Выходными величинами являются ток и напряжение (электрическая мощность); расход и давление рабочего тела (мощность потока рабочего тела) на входе исполнительного устройства.

В режиме холостого хода выходными параметрами будут электрическое напряжение холостого хода или давление рабочего тела при холостом ходе; в режиме короткого замыкания — электрический ток короткого замыкания или соответственно расход рабочего тела при коротком замыкании.

Часто для получения механических величин, действующих на входе усилительного устройства, используются электрические сигналы. Устройства, преобразующие электрическую мощность в механическую, которая непосредственно не воздействует на объект регулирования и является входным параметром гидравлического или пневматического усилительного устройства, относятся, как известно, к классу преобразующих устройств.

При проектировании или выборе усилительных устройств САР предъявляются требования к следующим техническим характеристикам:

1) к величинам коэффициентов усиления и передачи усилительного устройства (в том числе к коэффициентам усиления по мощности);

2) к динамическим (частотным) характеристикам усилителя, определяющим устойчивость, быстродействие или полосу пропускания, перерегулирование, демпфирование и т. д.;

3) к линейности статических характеристик линейного (в рабочем диапазоне) усилителя, элементы и детали которого могут иметь нелинейные характеристики;

4) к стабильности и воспроизводимости коэффициентов передачи (усиления) по модулю и фазе при случайном производственном разбросе параметров элементов, деталей и узлов усилителя; при резко выраженной зависимости этих параметров от температуры; при изменении их в процессе старения; при возмущениях со стороны нагрузки и других параметрических возмущениях;

5) к энергетическим параметрам (параметрам входа и выхода, входной мощности, выходной мощности на единицу веса, к. п. д.).

В том числе требования к параметрам входного и выходного обобщенных сопротивлений (проводимостей), от которых зависит эффективность согласования усилителя с преобразователем (со стороны входа) и с нагрузкой (со стороны выхода) как с точки зрения энергетических характеристик, так и с точки зрения коэффициентов передачи, постоянных времени и др.;

6) к допустимым значениям внутренних шумов;

7) к надежности (в том числе к долговечности или ресурсу работы; механической, вибрационной или ударной прочности; перегрузочной способности по току, коррозионной и радиационной стойкости и т. д.).

Наряду с этими, существенное значение имеют технологические, эксплуатационные и экономические показатели.

Перечисленным выше требованиям наиболее полно удовлетворяют усилительные устройства, охваченные обратными связями [1]. Задачи, связанные с необходимостью анализа устойчивости усилителя с обратными связями, решаются в соответствии с известными критериями устойчивости [6].

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Динамика работы непрерывного усилительного устройства [6] может быть описана при помощи нелинейных функций двух аргументов

$$x_2 = f_1(g_1;\ x_1) = f_2(g_2;\ x_1), \qquad (I.1)$$

где аргументы $g_1(t)$ или $g_2(t)$ и $x_1(t)$ являются функциями независимой переменной t.

В выражении (I.1) в качестве входного сигнала усилителя может быть принята функция $g_1(t)$ или $g_2(t)$, соответствующая, например, функции тока или напряжения (расхода рабочего тела или давления).

Связь между установившимися значениями входа $x_1 = x_{1уст}$, $g_1 = g_{1уст}$ ($g_2 = g_{2уст}$) и выхода $x_2 = x_{2уст}$ усилителя может быть представлена графически, как показано на рис. I.2, *а* и *б*. Кривые $x_2 = f_1(g_{11};\ g_{12};\ \ldots;\ g_{1к};\ x_1)$, имеющие в качестве параметра фиксированные значения g_1 и изображенные на рис. I.2, *б*, называются обобщенными нагрузочными характеристиками усилительного устройства. Эти статические нагрузочные характеристики получают обычно экспериментальным путем; при этом задаются некоторыми величинами параметра g_1 и нагрузки x_1 и фиксируют соответствующие значения x_2 на выходе усилителя. Нагрузочные характеристики $x_2 = f_1(g_1;\ x_1)$ или $x_2 = f_2(g_2;\ x_1)$ используются в качестве исходных при анализе динамики усилителя.

Если сложная функция $x_2 = f_1(g_1;\ x_1)$ имеет непрерывные частные производные $\frac{\partial x_2}{\partial g_1}$ и $\frac{\partial x_2}{\partial x_1}$ в рабочей точке M на поле нагрузочных

характеристик, а функции g_1 (t) и x_1 (t) дифференцируемы при $t = t_0$ (рис. I. 2, *а*), то

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} \cdot \frac{dg_1}{\partial t} - \frac{\partial x_2}{\partial x_1} \cdot \frac{dx_1}{dt}. \qquad (I.2)$$

Частные производные $\left.\frac{\partial x_2}{\partial g_1}\right|_{dx_1=0}$ и $\left.\frac{\partial x_2}{\partial x_1}\right|_{dg_1=0}$ суть дифференциальные значения статического коэффициента передачи (проходного сопротивления) и обобщенного выходного (внутреннего)

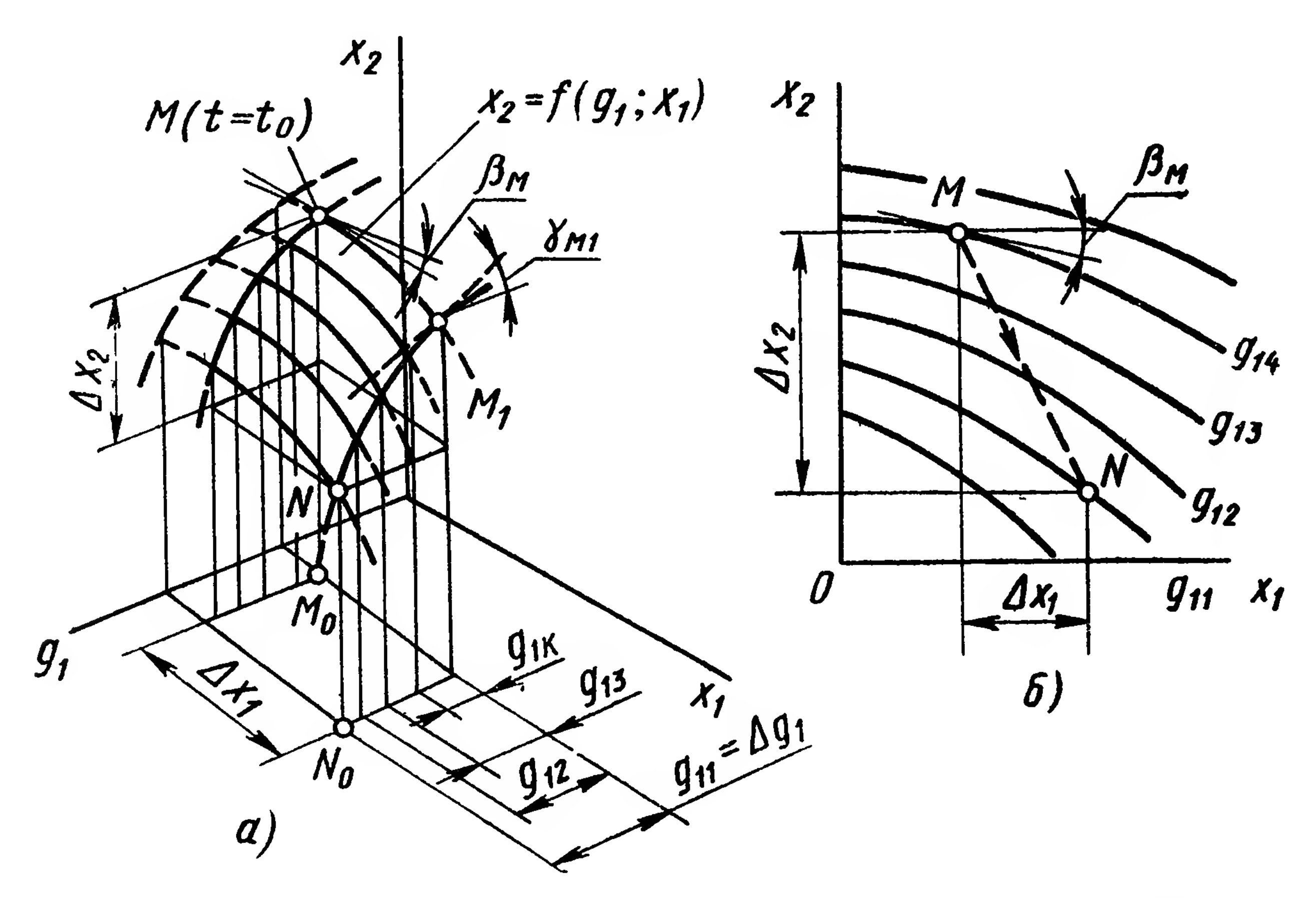


Рис. I.2. Сложная функция $x_2 = f(g_1;\ x_1)$ или семейство нагрузочных характеристик усилителя:

а — в координатах x_1; x_2; g_1; *б* — в координатах x_1; x_2

сопротивления усилителя, соответствующие точке M. Таким образом,

$$\left. k_M = \frac{\partial x_2}{\partial g_1}\right|_{dx_1=0}; \quad \left. r_{M\,\text{вых}} = \frac{\partial x_2}{\partial x_1}\right|_{dg_1=0}. \qquad (I.3)$$

Заметим, что величина, обратная $r_{M\,\text{вых}}$, т. е. $\left. y_{M\,\text{вых}} = \frac{\partial x_1}{\partial x_2}\right|_{dg_1=0}$ называется обобщенной выходной проводимостью [4]; $r_{M\,\text{вх}} = \frac{\partial g_2}{\partial g_1}$ — обобщенным входным сопротивлением; $y_{M\text{вх}} = \frac{\partial g_1}{\partial g_2}$ — обобщенной входной проводимостью усилителя.

Изменение мгновенного положения рабочей точки (например, из M_0 в N_0 в плоскости аргументов g_1 и x_1) характеризуется полным дифференциалом нелинейной функции $x_2 = f_1$ $(g_1;\ x_1)$

$$dx_2 = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} dg_1 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1} dx_1, \qquad (I.4)$$

являющимся главной частью полного приращения Δx_2 этой функции, линейной относительно приращений Δg_1 и Δx_1 ее аргументов.

Имея в виду линеаризацию нелинейной функции нескольких переменных по степеням малых приращений этих переменных, взятых в окрестности их значений (например, точки M), соответствующих квазиустановившемуся режиму работы усилителя, вместо выражения (I.4) можно записать (см. рис. I.1, *а*)

$$\Delta x_2 = \frac{\partial x_2}{\partial g_1}\Delta g_1 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1}\Delta x_1 = \Delta g_1 \cdot \operatorname{tg}\gamma_M - \Delta x_1 \operatorname{tg}\beta_M. \qquad (I.5)$$

Пусть уравнение нагрузки, связывающее функции $x_1(t)$ и $x_2(t)$, является линейным дифференциальным уравнением n-го порядка с постоянными коэффициентами $a_0, a_1, \ldots, a_n$, характеризующими физические параметры обобщенного сопротивления нагрузки:

$$a_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} x_1(t) + \ldots + a_1 \frac{\partial}{\partial t} x_1(t) + a_0 x_1(t) = x_2(t). \qquad (I.6)$$

Уравнение (I.6), записанное в операторной форме относительно приращений, имеет вид

$$\Delta x_2 = \left(a_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a_1 \frac{\partial}{\partial t} + a_0\right)\Delta x_1. \qquad (I.7)$$

Заметим, что уравнение (I.7) соответствует нагрузке усилителя, имеющей инерционный (индуктивный) характер.

Исключая из выражения (I.5) приращение Δx_2, связанное с Δx_1 соотношением (I.7), получим дифференциальное уравнение нагруженного усилителя

$$\frac{1}{\Delta g_1} = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} \cdot \frac{1}{\left(a_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a_1 \frac{\partial}{\partial t} + a_0\right)\Delta x_1 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1}\Delta x_1}$$

или

$$\left(\frac{\Delta x_1}{\Delta g_1}\right)_1 = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} \cdot \frac{1}{a_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a_1 \frac{\partial}{\partial t} + a_0 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1}}. \qquad (I.8)$$

Аналогично можно получить

$$\left(\frac{\Delta x_2}{\Delta g_1}\right)_2 = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} \cdot \frac{a_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a_1 \frac{\partial}{\partial t} + a_0}{a_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a_1 \frac{\partial}{\partial t} + a_0 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1}}. \qquad (I.9)$$

Если выражение будет иметь вид

$$\left(a'_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a'_1 \frac{\partial}{\partial t} + a'_0\right)\Delta x_2 = \Delta x_1, \qquad (I.10)$$

что соответствует нагрузке, имеющей упругий (емкостной) характер, то уравнения нагруженного усилительного устройства записываются следующим образом:

$$\left(\frac{\Delta x_1}{\Delta g_1}\right)_3 = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} \cdot \frac{a'_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a'_1 \frac{\partial}{\partial t} + a'_0}{1 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1}\left(a'_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a'_1 \frac{\partial}{\partial t} + a'_0\right)}; \qquad (I.11)$$

$$\left(\frac{\Delta x_2}{\Delta g_1}\right)_4 = \frac{\partial x_2}{\partial g_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\partial x_2}{\partial x_1}\left(a'_n \frac{\partial^n}{\partial t^n} + \ldots + a'_1 \frac{\partial}{\partial t} + a'_0\right)}. \qquad (I.12)$$

Переходя в уравнениях (I.7) и (I.10) к изображениям при нулевых начальных условиях, получим соответствующие обобщенные передаточные функции нагрузки

$$Z_{\text{он}1,2}(s)=Z_{\text{он}1}(s)=Z_{\text{он}2}(s)=\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta x_1(s)}=a_n s^n+\ldots+a_1 s+a_0; \quad (\text{I}.13)$$

$$Z_{\text{он}3,4}(s)=Z_{\text{он}3}(s)=Z_{\text{он}4}(s)=\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta x_1(s)}=\frac{1}{a_n' s^n+\ldots+a_1' s+a_0'}. \quad (\text{I}.14)$$

Наконец, из выражений (I.8), (I.9), (I.11)—(I.14) с учетом соотношений (I.3) получим передаточные функции усилительного устройства без обратной связи:

$$W_1(s)=\left[\frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_1=\frac{k_M}{Z_{\text{он}1,2}(s)+r_{M\,\text{вых}}}; \quad (\text{I}.15)$$

$$W_2(s)=\left[\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_2=\frac{k_M Z_{\text{он}1,2}(s)}{Z_{\text{он}1,2}(s)+r_{M\,\text{вых}}}; \quad (\text{I}.16)$$

$$W_3(s)=\left[\frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_3=\frac{k_M\dfrac{1}{Z_{\text{он}3,4}(s)}}{1+r_{M\,\text{вых}}\dfrac{1}{Z_{\text{он}3,4}(s)}}=\frac{k_M}{Z_{\text{он}3,4}(s)+r_{M\,\text{вых}}}; \quad (\text{I}.17)$$

$$W_4(s)=\left[\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_4=\frac{k_M}{1+r_{M\,\text{вых}}\dfrac{1}{Z_{\text{он}3,4}(s)}}=\frac{k_M Z_{\text{он}3,4}(s)}{Z_{\text{он}3,4}(s)+r_{M\,\text{вых}}}. \quad (\text{I}.18)$$

Передаточными функциями (I.15)—(I.18) следует пользоваться, если реактивными составляющими проходного и выходного сопротивлений усилительного устройства можно пренебречь.

Передаточные коэффициенты усилителя в режиме холостого хода (т. е. при $z_{\text{он}2}\to\infty$ и $z_{\text{он}4}\to\infty$), соответствующие передаточным функциям (I.16) и (I.18), имеют вид

$$k_2=k_M; \quad k_4=k_M.$$

При дальнейшем рассмотрении работы усилительного устройства в основном ограничимся анализом передаточной функции (I.16).

Из соотношений (I.9), (I.7) и (I.5) имеем

$$\left(\frac{\Delta x_2}{\Delta g_1}\right)_2=\frac{\partial x_2}{\partial g_1}\cdot\frac{\dfrac{\Delta x_2}{\Delta x_1}}{\dfrac{\Delta x_2}{\Delta x_1}+\dfrac{\partial x_2}{\partial x_1}}=\frac{\partial x_2}{\partial g_1}\cdot\frac{1}{\dfrac{\Delta x_2}{\Delta x_1}+\dfrac{\partial x_2}{\partial x_1}}\cdot\frac{\Delta x_2}{\Delta x_1}; \quad (\text{I}.19)$$

$$\left(\frac{\Delta x_2}{\Delta g_1}\right)_2=\frac{\partial x_2}{\partial g_1}\left(1-\frac{\partial g_1}{\partial x_1}\cdot\frac{\Delta x_1}{\Delta g_1}\right)=\frac{\partial x_2}{\partial g_1}-\frac{\partial x_2}{\partial x_1}\cdot\frac{\Delta x_1}{\Delta g_1}. \quad (\text{I}.20)$$

Правой части выражения (I.19) можно поставить в соответствие, например, обобщенную структурную схему нагруженного усилителя

(рис. I.3, *а*) и передаточную функцию, учитывающую обобщенное комплексное проходное и выходное сопротивление усилителя. Итак, имея в виду выражения (I.19), (I.16) и (I.13), получим

$$W_{о2}(s) = W_о(s) = \frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_1(s)} = Z_{о\,пр}(s)\frac{1}{Z_{о\,вых}(s) + Z_{он\,1,\,2}(s)}Z_{он1,\,2}(s); \qquad (I.21)$$

или

$$W_0(s) = \frac{Z_{о\,пр}(s)}{1 + \frac{Z_{о\,вых}(s)}{Z_{он1,\,2}(s)}} = K_о W_0'(s), \qquad (I.22)$$

где обобщенные (комплексные) проходное и выходное сопротивления усилителя

$$Z_{о\,пр}(s) = \frac{\partial x_2(s)}{\partial g_1(s)} = \frac{1}{b_i s^i + \ldots + b_1 s + b_0}; \qquad (I.23)$$

$$Z_{о\,вых}(s) = \frac{\partial x_2(s)}{\partial x_1(s)} = \frac{1}{c_j s^j + \ldots + c_1 s + c_0}; \qquad (I.24)$$

$K_о$ — обобщенный передаточный коэффициент нагруженного усилителя, не охваченного обратной связью; $W_о'(s)$ — обобщенная нормированная передаточная функция усилителя.

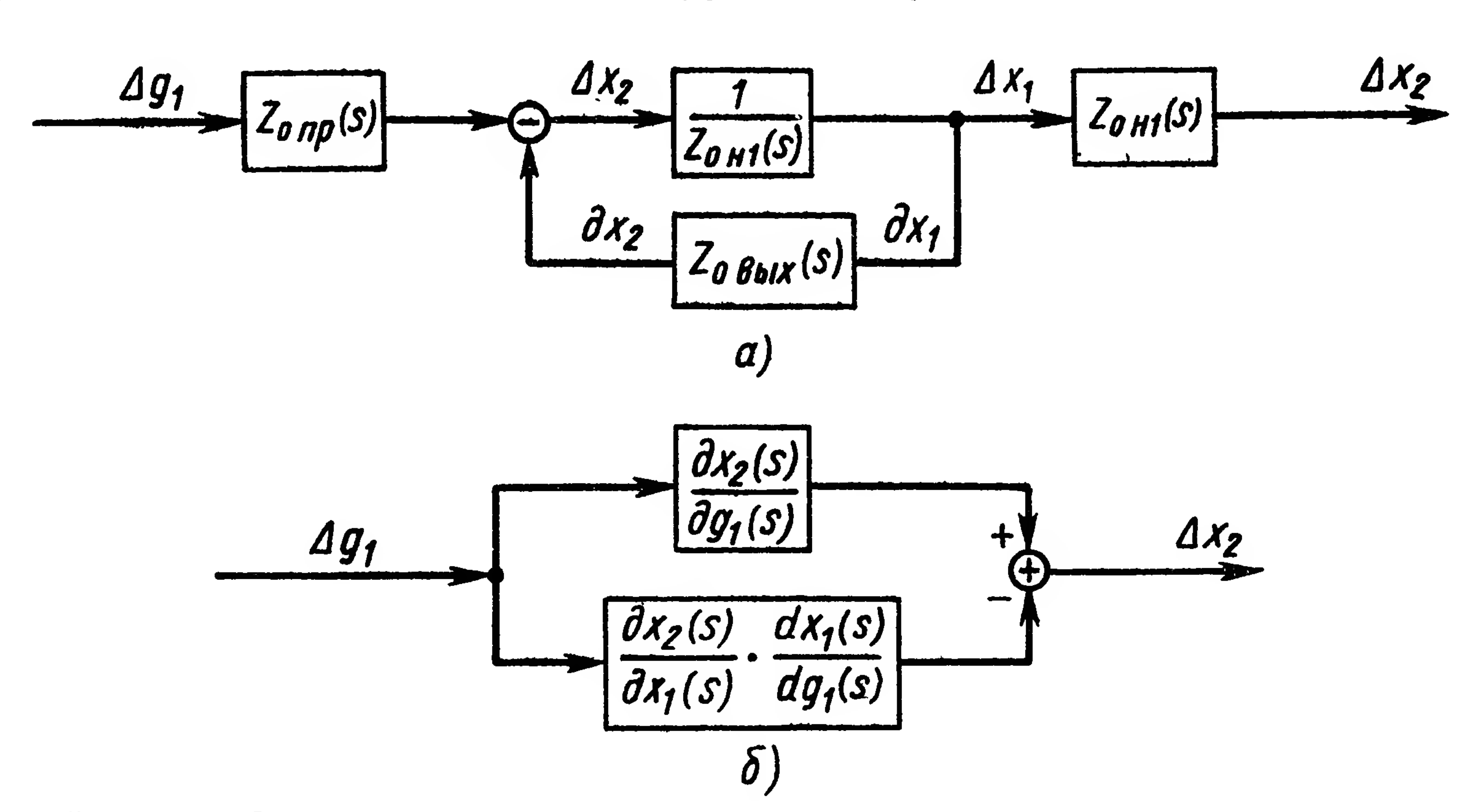


Рис. I.3. Обобщенные структурные схемы нагруженного усилителя:

а — в виде трех последовательных динамических звеньев; *б* — в виде двух параллельных звеньев

В выражениях (I.23) и (I.24) коэффициенты b_i и c_j суть внутренние физические параметры усилительного устройства. Из соотношений (I.3) и уравнений (I.23) и (I.24) следует, что

$$k_M = \frac{\partial x_2}{\partial g_1}\Big|_{dx_1=0} = \mathrm{Re}\,[Z_{о\,пр}(s)] = \frac{1}{b_0};$$

$$r_{M\,вых} = \frac{\partial x_2}{\partial x_1}\Big|_{dg_1=0} = \mathrm{Re}\,[Z_{о\,вых}(s)] = \frac{1}{c_0}. \qquad (I.25)$$

Таким образом, по аналогии с выражением (I.21) можно записать систему обобщенных передаточных функций от параметра Δg_1 к параметрам Δx_1; Δx_2, учитывающих комплексное выходное и проходное сопротивления усилителя и комплексное сопротивление нагрузки:

$$\left.W_{01}(s)=\left[\frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_{01};\ W_{02}(s)=\left[\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_{02};\right\} \quad (I.26)$$

$$\left.W_{03}(s)=\left[\frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_{03};\ W_{04}(s)=\left[\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_1(s)}\right]_{04}.\right\} \quad (I.26')$$

Аналогично системе (I.26) можно получить обобщенные передаточные функции от параметра Δg_2 к параметрам Δx_1 и Δx_2:

$$\left.W_{05}(s)=\left[\frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_2(s)}\right]_{05};\ W_{06}(s)=\left[\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_2(s)}\right]_{06}\right\} \quad (I.27)$$

при индуктивной нагрузке $Z_{он1,\,2}(s) = a_n s^n + \ldots + a_1 s + a_0$ и

$$\left.W_{07}(s)=\left[\frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_2(s)}\right]_{07};\ W_{08}(s)=\left[\frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_2(s)}\right]_{08}\right\} \quad (I.27')$$

при емкостной нагрузке $Z_{он3,\,4}(s) = \dfrac{1}{a'_n s^n + \ldots + a'_1(s) + a'_0}$.

Как видно из выражения (I.21) и рис. I.3, *а*, обобщенная структурная схема нагруженного усилительного устройства, имеющего передаточную функцию $W_0(s) = W_{02}(s)$, представляет собой последовательное соединение трех динамических звеньев: двух звеньев однонаправленного действия $Z_{о\,пр}(s)$ и $Z_{о\,н1}(s)$ и одного звена двухнаправленного действия.

Звено двухнаправленного действия является звеном с естественной обратной связью $Z_{о\,вых}(s)$, характеризующей эффект уменьшения выходного параметра Δx_1 усилителя за счет его комплексного внутреннего сопротивления $Z_{о\,вых}(s)$.

Обобщенная структурная схема усилительного устройства, соответствующая выражению (I.20), представляет собой два параллельных звена, как показано на рис. I.3. б. Передаточная функция в этом случае имеет вид

$$W_0(s)=\frac{\Delta x(s)}{\Delta g_1(s)} = Z_{о\,пр}(s) - Z_{о\,вых}(s)\,W_{01}(s), \quad (I.28)$$

где $W_{01}(s)=\dfrac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_1(s)}=\dfrac{dx_1(s)}{dg_1(s)}$ — обобщенная передаточная функция усилителя от параметра Δg_1 к параметру Δx_1.

Нетрудно заметить, что

$$\frac{Z_{о\,пр}(s)\,Z_{он1}(s)}{Z_{он1}(s)+Z_{о\,вых}(s)} = Z_{о\,пр}(s) - Z_{о\,вых}(s)\,W_{01}(s) = W_0(s),$$

т. е. структурные схемы, представленные на рис. I.3, *а* и *б*, эквивалентны между собой.

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ, СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УСИЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Введение отрицательных обратных связей в схемы усилительных устройств САР позволяет в подавляющем большинстве случаев удовлетворить перечисленные выше технические требования, предъявляемые к усилителю, обеспечить линейность, стабильность, параметрическую точность, а также оптимальное согласование и надежность усилителя.

Обратные связи классифицируются следующим образом: отрицательные и положительные; жесткие и функциональные; по выходному параметру x_1 или по параметру x_2 (по току и напряжению, расходу и давлению); единичные и неединичные и т. д.

Рассмотрим в общем виде статические характеристики усилительного устройства, охваченного жесткой отрицательной обратной связью (ОС).

Если усилительное устройство, передаточная функция которого в общем случае определяется соотношением (I.22), охватить ОС с передаточной функцией $K_{oc}W'_{oc}(s)$, то

$$\Phi(s) = \frac{\Delta x_{2oc}(s)}{\Delta g_{1oc}(s)} = \frac{K_0 W'_0(s)}{1 + K_0 K_{oc} W'_0(s) W'_{oc}(s)}; \qquad (I.29)$$

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0 K_{oc}}, \qquad (I.30)$$

где $\Phi(s)$ — передаточная функция усилителя; K — статический коэффициент передачи усилителя; K_{oc} — статический коэффициент передачи цепи ОС.

Произведение коэффициентов $K_0 K_{oc}$ иногда называют глубиной обратной связи [7,8].

В частном случае, если $K_0 K_{oc} \gg 1$, выражение (I.30) имеет вид

$$K \approx \frac{1}{K_{oc}}, \qquad (I.31)$$

т. е. при $K_0 K_{oc} \gg 1$ коэффициент K усилителя с ОС определяется практически значением коэффициента K_{oc} цепи обратной связи.

На рис. I.4 показано семейство кривых, построенных по формуле (I.30), при $K_{oc} = 0{,}1;\ 1{,}0;\ 5{,}0;\ 10;\ 50;\ 100$.

Полный дифференциал коэффициента K усилительного устройства с ОС при переменных K_0 и K_{oc} можно записать в виде суммы частных дифференциалов:

$$dK = \frac{\partial K}{\partial K_0} dK_0 + \frac{\partial K}{\partial K_{oc}} dK_{oc}. \qquad (I.32)$$

Пусть относительная нестабильность коэффициента передачи усилителя без ОС равна $\frac{dK_0}{K_0}$. Из соотношения (I.32) следует, что относительная нестабильность коэффициента передачи усилителя

с ОС при идеальном стабильном коэффициенте K_{oc} (при $K_{oc} = \text{const}$) в $1 + K_0 K_{oc}$ раз меньше величины $\frac{dK_0}{K_0}$, т. е.

$$\frac{dK}{K} = \frac{dK_0}{K_0} \frac{1}{1 + K_0 K_{oc}}. \tag{I.33}$$

Семейство кривых, построенных по формуле (I.33), приведено на рис. I.5. Здесь значения абсолютной нестабильности dK_0 коэффициента K_0 даны в процентах ($dK_0 = 5$; 10; 15; 20; 25; 50% при $K_{oc} = 1$).

Для случая нестабильных K_0 и K_{oc} без соотношения (I.32) аналогично формуле (I.33) можно получить

$$\frac{dK}{K} = \frac{1}{1 + K_0 K_{oc}} \frac{dK_0}{K_0} + \frac{K_0 K_{oc}}{1 + K_0 K_{oc}} \frac{dK_{oc}}{K_{oc}}. \tag{I.34}$$

В случае нескольких каскадов усиления общая ОС является более эффективным средством стабилизации коэффициента передачи всего усилителя, чем внутрикаскадная (местная), так как нестабильность коэффициента K является следствием непостоянства дифференциальных коэффициентов передачи [7].

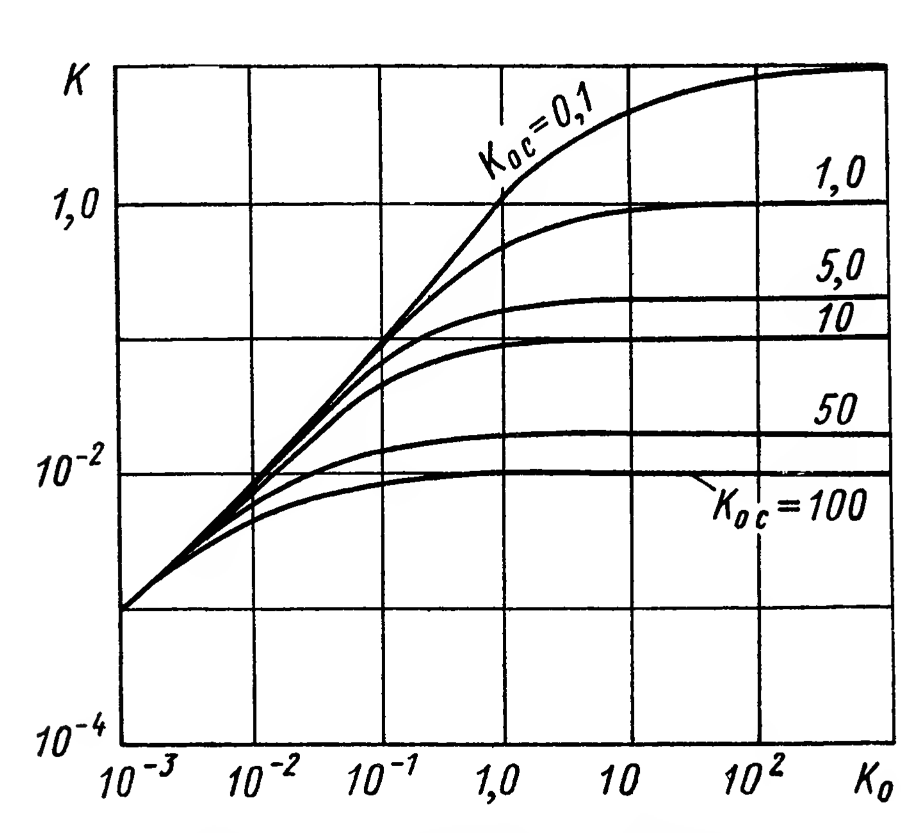


Рис. I.4. Семейство кривых $K = \frac{K_0}{1 + K_0 K_{oc}}$

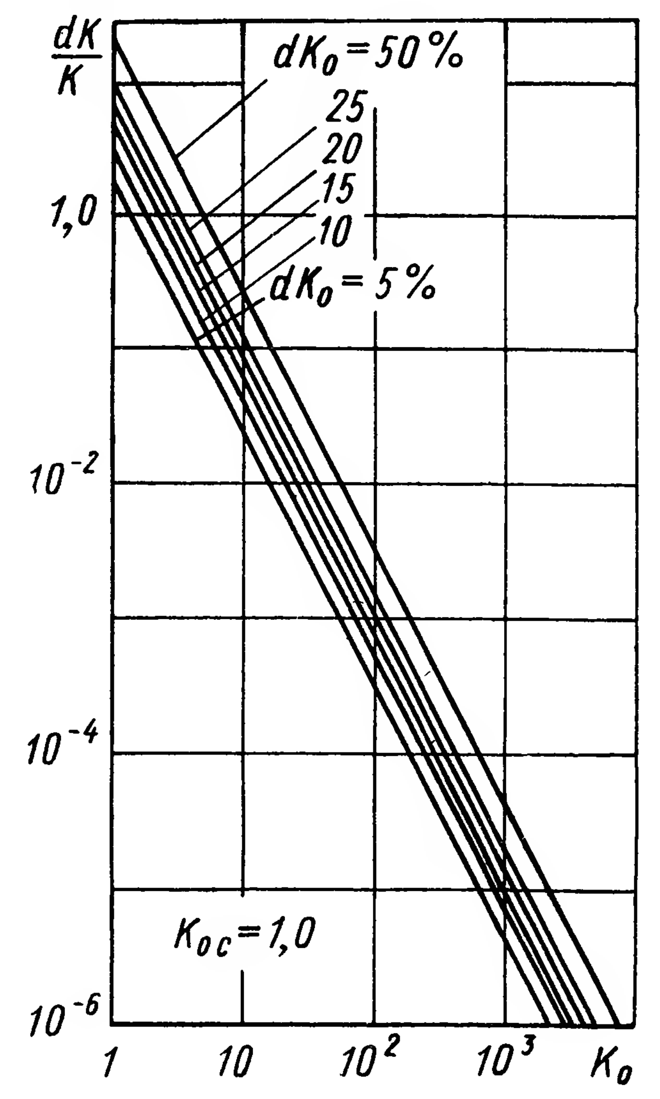


Рис. I.5. Семейство кривых $\frac{dK}{K} = \frac{dK_0}{K_0} \cdot \frac{1}{1 + K_0 K_{oc}}$

Малые фазовые сдвиги сигналов усилителя уменьшаются приблизительно пропорционально глубине обратной связи. Абсолютное суммарное изменение (уменьшение) фазовых сдвигов с учетом соотношения (I.30) в случае общей ОС

$$\Delta\varphi = \frac{\sum_{i=1}^{m} \Delta\varphi_i}{1 + K_0 K_{oc}} = \frac{K}{K_0} \sum_{i=1}^{m} \Delta\varphi_i, \tag{I.35}$$

где $\Delta\varphi_i$ — абсолютное изменение фазового сдвига в одном каскаде;
m — число каскадов усилителя.

Рассмотрим линеаризирующее действие отрицательной обратной связи в отношении статической характеристики усилительного устройства.

Нелинейная статическая характеристика $x_1 = (\zeta g_1)$ усилителя без ОС приведена на рис. I.6. Пусть линейная (опорная) характеристика (штриховая линия) прямой цепи усилителя без ОС имеет наклон

$$\alpha_{ол} = \operatorname{arctg} K_{ол}. \tag{I.36}$$

Здесь обобщенный коэффициент $K_{ол}$ соответствует линеаризованной статической характеристике усилителя.

Кусочно-линейная статическая характеристика, аппроксимирующая функцию $x_1 = \zeta(g_1)$, имеет $i + j$ участков:

$$\left.\begin{aligned} \alpha_1 &= \operatorname{arctg} K_1; \\ \alpha_2 &= \operatorname{arctg} K_2; \\ &\ldots\ldots\ldots \\ \alpha_i &= \operatorname{arctg} K_i; \\ \alpha_{-1} &= \operatorname{arctg} K_{-1}; \\ \alpha_{-2} &= \operatorname{arctg} K_{-2}; \\ &\ldots\ldots\ldots \\ \alpha_{-j} &= \operatorname{arctg} K_{-j}. \end{aligned}\right\} \tag{I.37}$$

Из всех $i + j$ локальных коэффициентов передачи можно выделить максимальный

$$K_{max} = \operatorname{tg} \alpha_{max}.$$

Рассмотрение минимального значения K_{min} в данном случае не имеет смысла.

Абсолютное отклонение коэффициента K_{max} относительно $K_{ол}$

$$(dK_о)_{max} = K_{max} - K_{ол} = \operatorname{tg}\alpha_{max} - \operatorname{tg}\alpha_{ол},$$

а относительное максимальное значение оценки нелинейности прямой цепи усилителя характеризуется выражением

$$\frac{(dK_о)_{max}}{K_{ол}} = \frac{\operatorname{tg}\alpha_{max} - \operatorname{tg}\alpha_{ол}}{\operatorname{tg}\alpha_{ол}}. \tag{I.38}$$

Пусть $K_{ос\,л}$ — коэффициент передачи, соответствующий линеаризованной статической характеристике цепи обратной связи усилителя; $\frac{(dK_{ос})_{max}}{K_{ос\,л}}$ — относительная максимальная оценка нелинейности цепи ОС. Тогда с учетом выражения (I.38) аналогично формуле (I.34) получим дифференциальную оценку максимальной нелинейности характеристики усилителя с ОС в виде

$$\frac{(dK)_{max}}{K} = \frac{1}{1 + K_{ол}K_{ос\,л}} \cdot \frac{(dK_о)_{max}}{K_{ол}} + \frac{K_{ол}K_{ос\,л}}{1 + K_{ол}K_{ос\,л}} \cdot \frac{(dK_{ос})_{max}}{K_{ос\,л}}. \tag{I.39}$$

Таким образом, линеаризация статической характеристики и уменьшение нестабильности коэффициента передачи усилителя при его охвате ОС формально описываются одним и тем же уравнением вида (I.34).

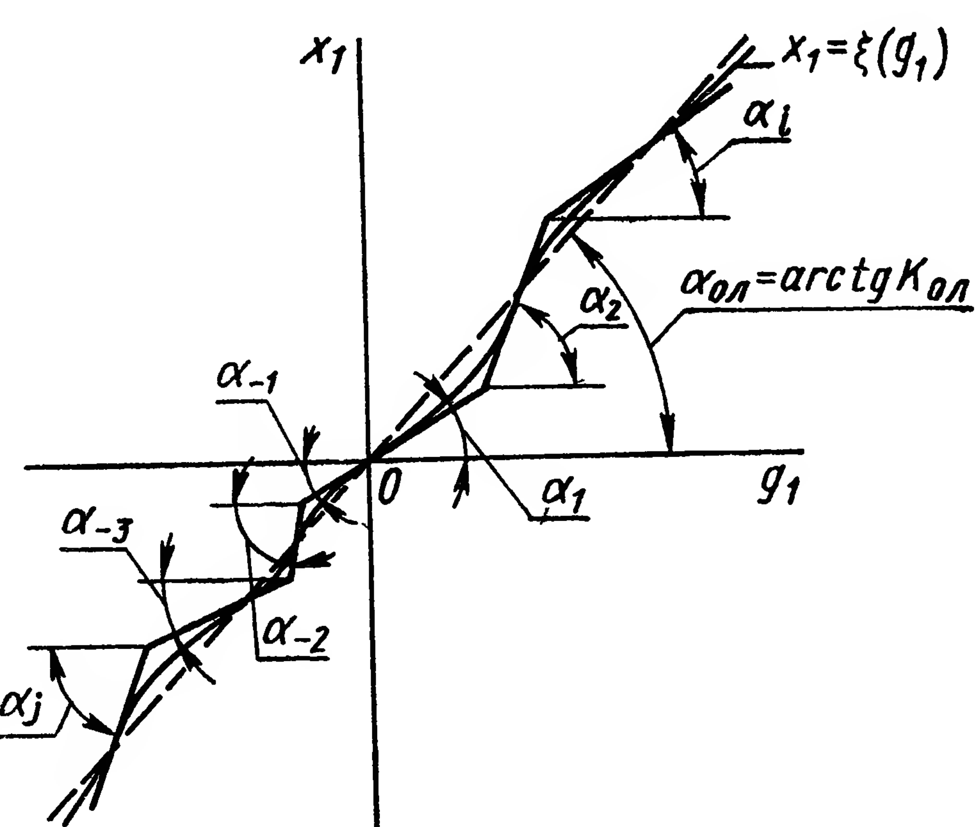


Рис. I.6. Нелинейная кусочно-ломаная статическая характеристика усилителя

Из выражений (I.34) и (I.39) следует, что ОС будет оказывать на статическую характеристику усилительного устройства более эффективное стабилизирующее или линеаризирующее действие, если к стабильности и линейности статической характеристики звена обратной связи усилителя вне зависимости от его принципа действия, схемы или конструкции будут предъявлены более жесткие требования, чем к линейности и стабильности элементов прямой цепи.

Статические характеристики реального многокаскадного усилителя имеют зоны насыщения, обусловленные различными физическими ограничениями. Эффективность использования выходных мощных каскадов усилителя зависит от согласования линейных участков статических характеристик последовательно соединенных каскадов.

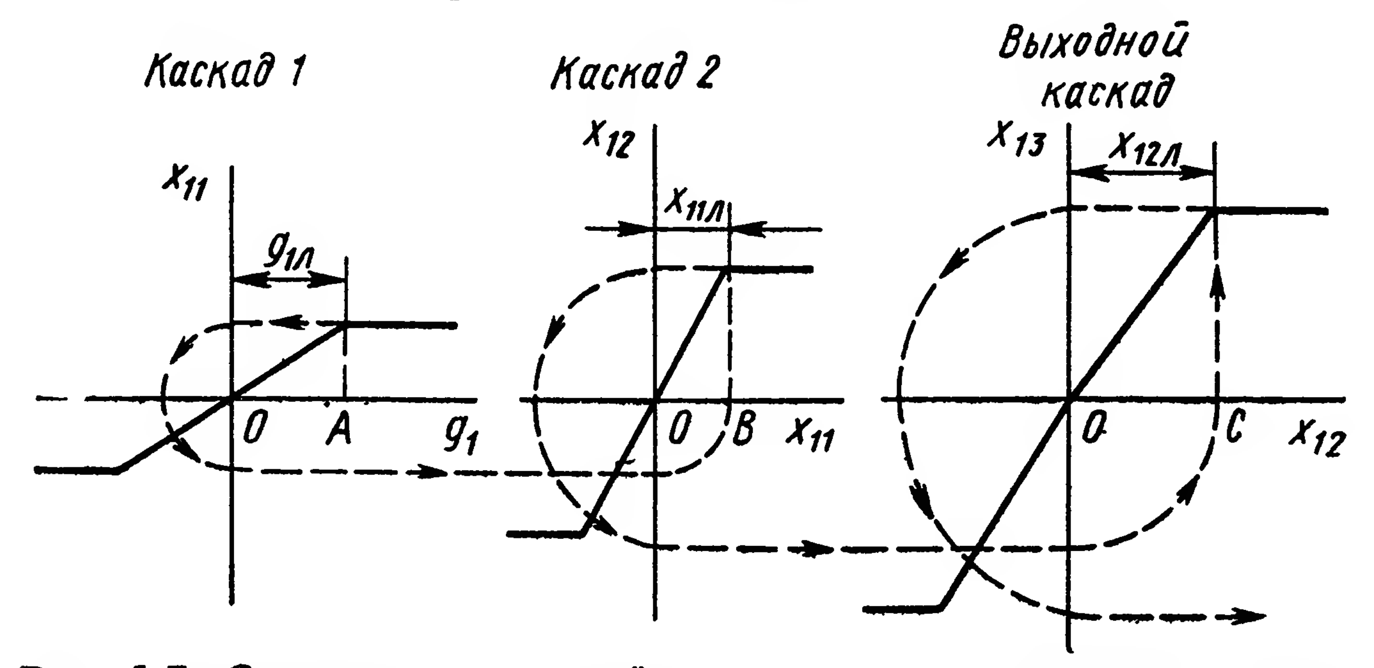


Рис. I.7. Согласование линейных участков статических характеристик каскадов усилителя

Для полного использования мощности выходных каскадов необходимо, чтобы по мере увеличения входного сигнала все каскады усилителя насыщались одновременно, либо первым насыщался выходной каскад [4]. Эти условия, геометрический смысл которых очевиден из рис. I.7, имеют вид

$$g_{1л} \geqslant \frac{x_{11л}}{K_1} \geqslant \frac{x_{12л}}{K_2} \geqslant \ldots \geqslant \frac{x_{1iл}}{K_i}, \qquad (I.40)$$

где $g_{1л}$ — величина линейного участка *ОА* характеристики по входному сигналу g_1; $x_{11л}$ — величина сигнала насыщения каскада *1*, имеющего коэффициент передачи K_1 и т. д.

К положительным характеристикам ОС относится также известный факт уменьшения постоянных времени усилительных устройств, динамика которых описывается инерционными или колебательными звеньями. Однако это связано с уменьшением соответствующих коэффициентов передачи усилителей.

При введении обратных связей возникает задача, связанная с необходимостью обеспечения устойчивости усилительного устройства с ОС. Вопросы синтеза корректирующих цепей, гарантирующих устойчивость и требуемую динамику усилителя как устройства с обратной связью, изложены, например, в работе [6].

4. КЛАССИФИКАЦИЯ И СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим свойства непрерывных линейных электрических усилительных устройств с ОС, которые нашли наибольшее применение в системах автоматики.

Сходство нагрузочных характеристик и общность дифференциальных уравнений позволяют применить частотные и структурные методы, рассматриваемые ниже, также к пневматическим и гидравлическим усилительным (распределительным) устройствам.

В электрических усилительных устройствах различают два основных вида отрицательной обратной связи: обратная связь по напряжению и обратная связь по току [7].

Усилители с ОС как по напряжению, так и по току, различаются по способу образования напряжения на входе прямой цепи. Разностное напряжение $u(t)$ можно получить либо алгебраическим сложением входного напряжения и напряжения обратной связи, либо сложением токов, пропорциональных входному и выходному напряжениям.

Отрицательная обратная связь по напряжению. В этом случае напряжение обратной связи $u_{ос}(t)$, суммируемое с входным напряжением $u_{вх}(t)$, пропорционально выходному напряжению $u_{н\,ос}(t)$ на нагрузке усилителя.

Структурная схема нагруженного электрического усилительного устройства без обратной связи, составленная с учетом соотношения (I.21) и выражения

$$U_{вых}(s) = U_{вх}(s)\frac{Z_{пр}(s)}{Z_{вх}(s)} = U_{вх}(s)\,W_1(s), \qquad (I.41)$$

показана на рис. I.8, *а*. Величины $Z_{пр}(s)$ и $Z_{вх}(s)$ — полные проходное и входное сопротивления электрического усилителя без ОС.

Входному сигналу усилителя соответствует изображение $U_{вх}(s)$; выходным параметром является $I_н(s)$ или $U_н(s)$; напряжение $U_{вых}(s)$ — выходное напряжение холостого хода усилителя; $U_{вн}(s)$—

падение напряжения на внутреннем комплексном сопротивлении $Z_{\text{вых}}(s)$ усилителя.

Из системы операторных уравнений, характеризующих динамику электрического устройства с ОС *, нетрудно составить структурную схему нагруженного усилителя с обратной связью по напряжению (рис. I.8, *б*).

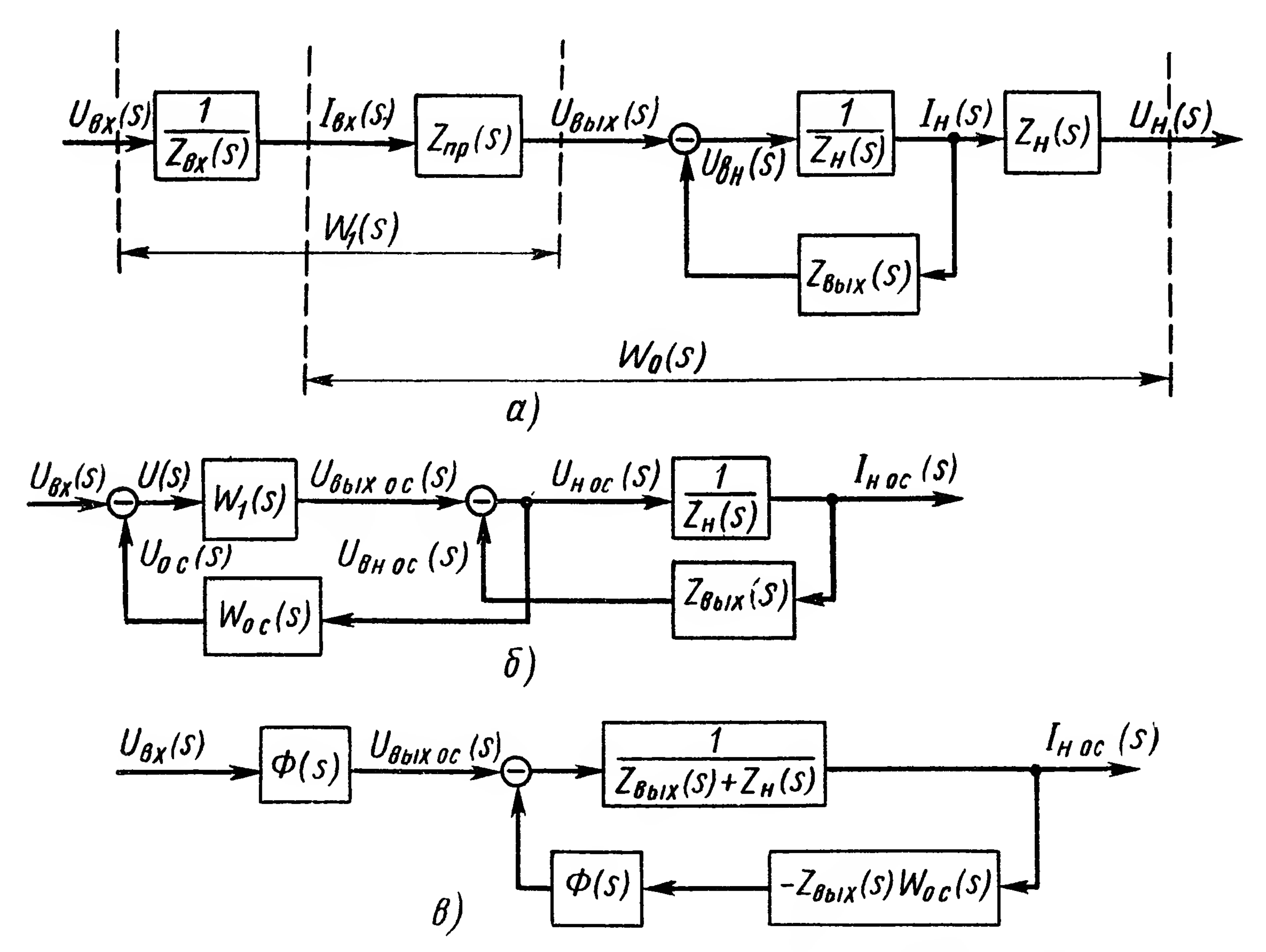


Рис. I.8. Структурные схемы нагруженного электрического усилителя:

а — без ОС; *б* — с ОС по напряжению; *в* — преобразованная схема усилителя с ОС по напряжению

Если ввести обозначение

$$\Phi(s) = \frac{U_{\text{вых ос}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{W_1(s)}{1 + W_1(s)\, W_{\text{ос}}(s)}, \tag{I.42}$$

где $\Phi(s)$ — передаточная функция ненагруженного $[I_{\text{н ос}}(s) = 0;$ $U_{\text{вн ос}}(s) = 0]$ усилителя с ОС по напряжению; $W_{\text{ос}}(s)$ — передаточная функция цепи ОС по напряжению, то последнюю структурную схему можно привести к более простому виду (рис. I.8, *в*).

Из системы уравнения усилителя или из структурной схемы рис. I.8, *в* получим передаточную функцию нагруженного электрического усилителя с ОС по напряжению в виде

$$\Phi_U^I(s) = \frac{I_{\text{н ос}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{\Phi(s)}{\dfrac{Z_{\text{вых}}(s)}{1 + W_1(s)\, W_{\text{ос}}(s)} + Z_{\text{н}}(s)} \tag{I.43}$$

* Соответствующие параметры усилителя с отрицательной обратной связью имеют в индексе ос.

или

$$\Phi_U^U(s) = \frac{U_{\text{н ос}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{\Phi(s)}{\frac{Z_{\text{вых}}(s)}{Z_{\text{н}}(s)\,[1+W_1(s)\,W_{\text{ос}}(s)]}+1}. \qquad (I.44)$$

Из выражений (I.42) и (I.44) следует, что коэффициент усиления нагруженного усилителя меньше коэффициента усиления на холостом ходу, т. е. при $r_{\text{н}} = \operatorname{Re}[Z_{\text{н}}(s)] \to \infty$ имеем

$$\Phi(0) > \frac{\Phi(0)}{\frac{Z_{\text{вых}}(0)}{Z_{\text{н}}(0)\,[1+W_1(0)\,W_{\text{ос}}(0)]}+1}. \qquad (I.45)$$

Общее выражение для выходного полного сопротивления усилительного устройства с ОС по напряжению можно получить из структурной схемы, приведенной на рис. I.9.

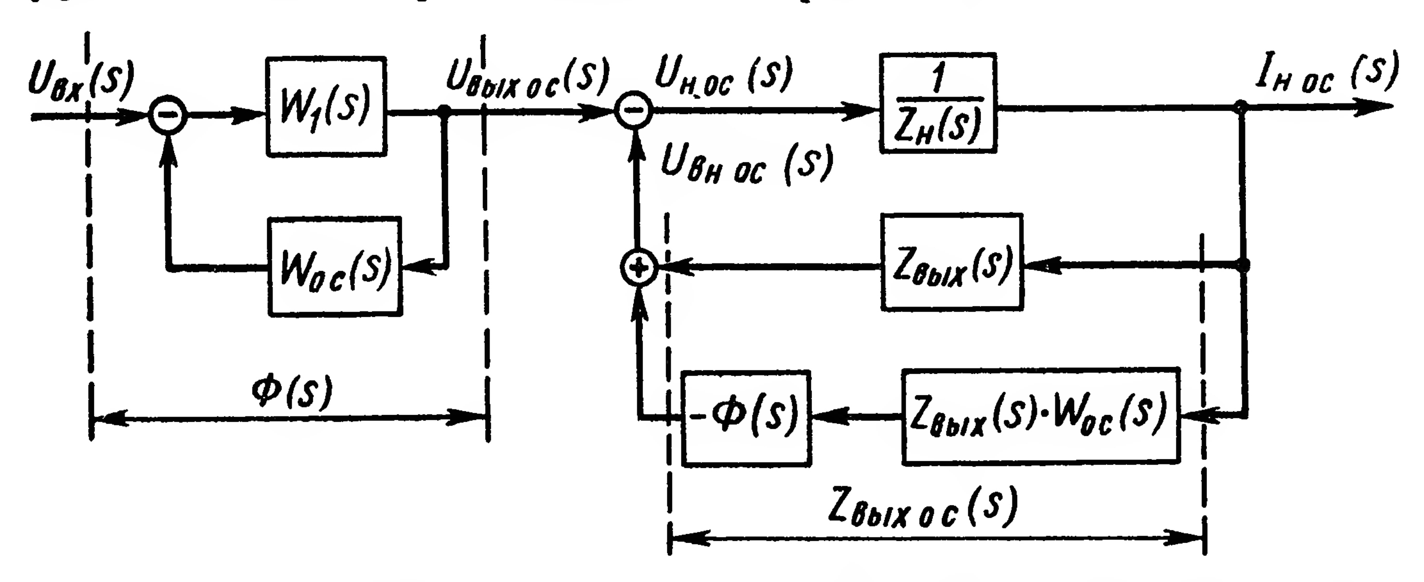


Рис. I.9. Структурная схема для определения выходного импеданца усилителя с ОС по напряжению

По определению

$$Z_{\text{вых ос}}(s) = \frac{U_{\text{вн ос}}(s)}{I_{\text{н ос}}(s)} = Z_{\text{вых}}(s)\,[1-\Phi(s)\,W_{\text{ос}}(s)] =$$

$$= \frac{Z_{\text{вых}}(s)}{1+W_1(s)\,W_{\text{ос}}(s)}, \qquad (I.46)$$

т. е. ОС по напряжению уменьшает внутреннее полное сопротивление усилителя в $1 + W_1(s)\,W_{\text{ос}}(s)$ раз. Этим свойством усилителя с ОС часто пользуются для оптимального согласования его с исполнительным устройством.

Уменьшение выходного омического сопротивления усилителя постоянного тока, например, при введении ОС по напряжению иллюстрируется рис. I.10, *а* и *б*. Выходное сопротивление усилителя без ОС, соответствующее положению A рабочей точки на поле линеаризованных статических нагрузочных характеристик, определяется тангенсом угла наклона характеристики с параметром $U_{\text{вх3}}$ относительно оси абсцисс. Из треугольника ABC (рис. I.10, *а*) имеем

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{u_{\text{вн}(A)}}{i_{\text{н}(A)}} = R_{\text{вых}}.$$

Аналогично для усилителя с ОС по напряжению при $i_{\text{нос}(A')} = i_{\text{н}(A)}$ из треугольника $A'B'C'$ (рис. I.10, *б*) имеем

$$\operatorname{tg}\beta_{\text{ос}} = \frac{u_{\text{вн ос}(A')}}{i_{\text{н ос}(A')}} = R_{\text{вых ос}},$$

при этом $\operatorname{tg}\beta_{\text{ос}} < \operatorname{tg}\beta$ и

$$\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых ос}}} = 1 + K_1 K_{\text{ос}}. \qquad (I.47)$$

Общее выражение для входного импеданса электрического усилительного устройства с ОС по напряжению можно получить

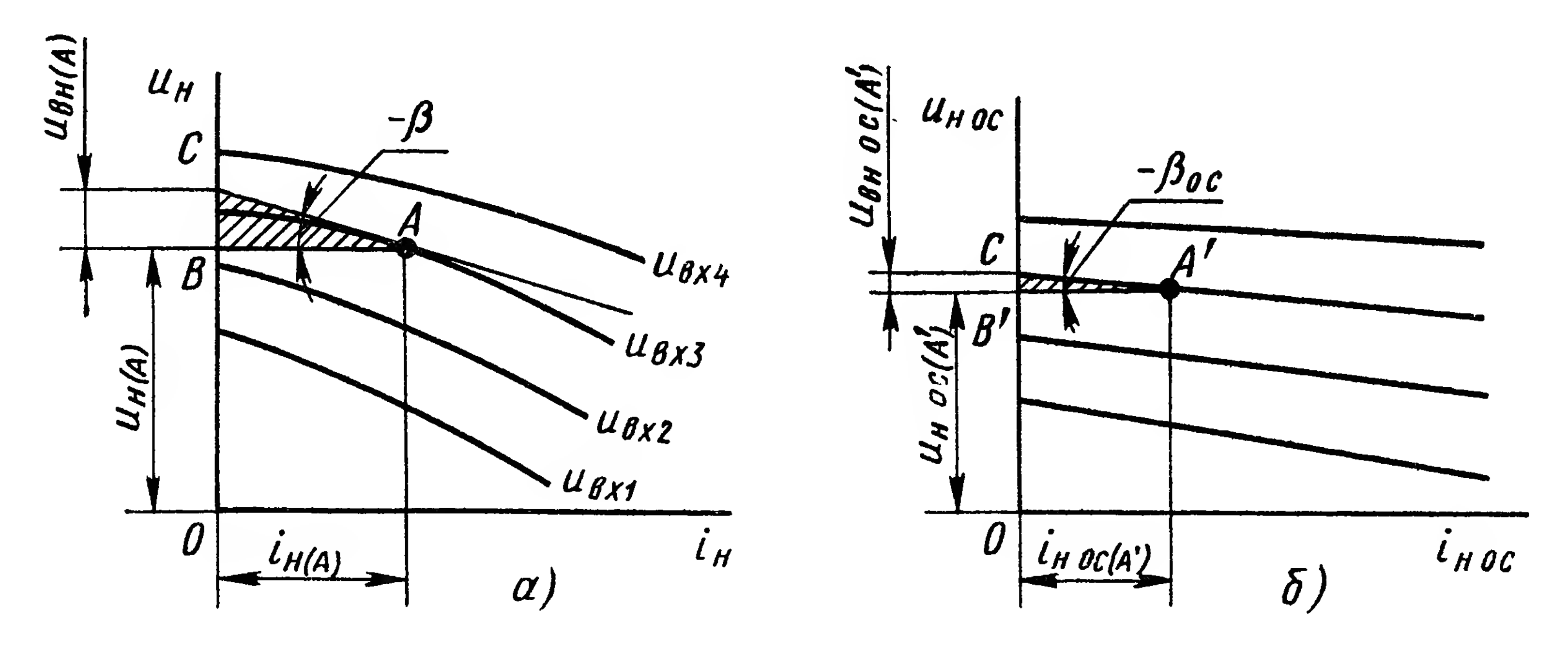


Рис. I.10. Поле статических нагрузочных характеристик усилителя:
а — без ОС; *б* — с ОС по напряжению

из структурного преобразования передаточной функции Ф (*s*) (см., например, рис. I.9). Представим входную цепь нагруженного усилителя с ОС в виде схем, изображенных на рис. I.11, *а* и *б*.

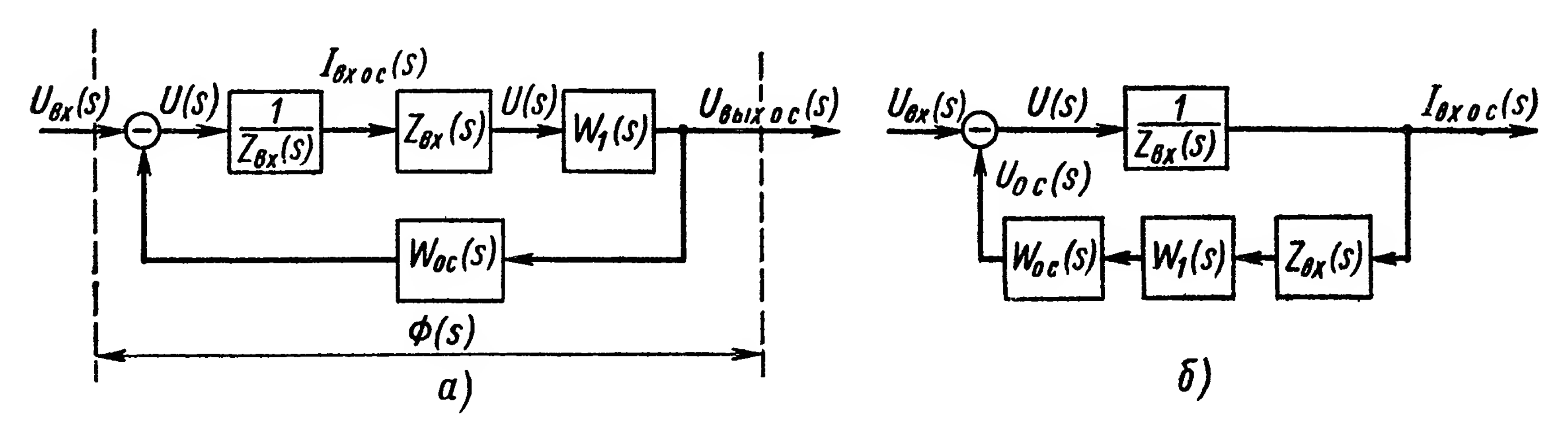


Рис. I.11. Структурные схемы ненагруженного электрического усилителя с ОС по напряжению:
а — по выходной координате $U_{\text{вых ос}}$; *б* — по входной координате $I_{\text{вх ос}}$

Передаточная функция (проводимость, или адмиттанц) входной цепи усилителя с ОС

$$W_{\text{вх ос}}(s) = \frac{I_{\text{вх ос}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}(s)\,[1 + W_1(s)\,W_{\text{ос}}(s)]}, \qquad (I.48)$$

где $Z_{\text{вх}}(s)$ — входной импеданс усилителя без ОС.

Из формулы (I.48) имеем

$$Z_{\text{вх ос}}(s) = \frac{U_{\text{вх}}(s)}{I_{\text{вх ос}}(s)} = Z_{\text{вх}}(s)\,[1 + W_1(s)\,W_{\text{ос}}(s)], \qquad \text{(I.49)}$$

т. е. ОС по напряжению увеличивает входной импеданц усилителя в $1 + W_1(s)\,W_{\text{ос}}(s)$ раз.

Электронные усилители с 100%-ной отрицательной обратной связью по напряжению (катодные повторители), имеющие в соответствии с выражениями (I.46) и (I.49) низкое выходное и высокое входное сопротивления, широко применяются в автоматике в качестве буферных устройств при согласовании пассивных корректирующих RC-фильтров с усилителем системы регулирования [5].

Отрицательная обратная связь по току. В случае ОС по току напряжение $u_{\text{ос}}(t)$, суммируемое с напряжением $u_{\text{вх}}(t)$, пропорционально выходному току $i_{\text{н}I}(t)$, который протекает через нагрузку усилителя.

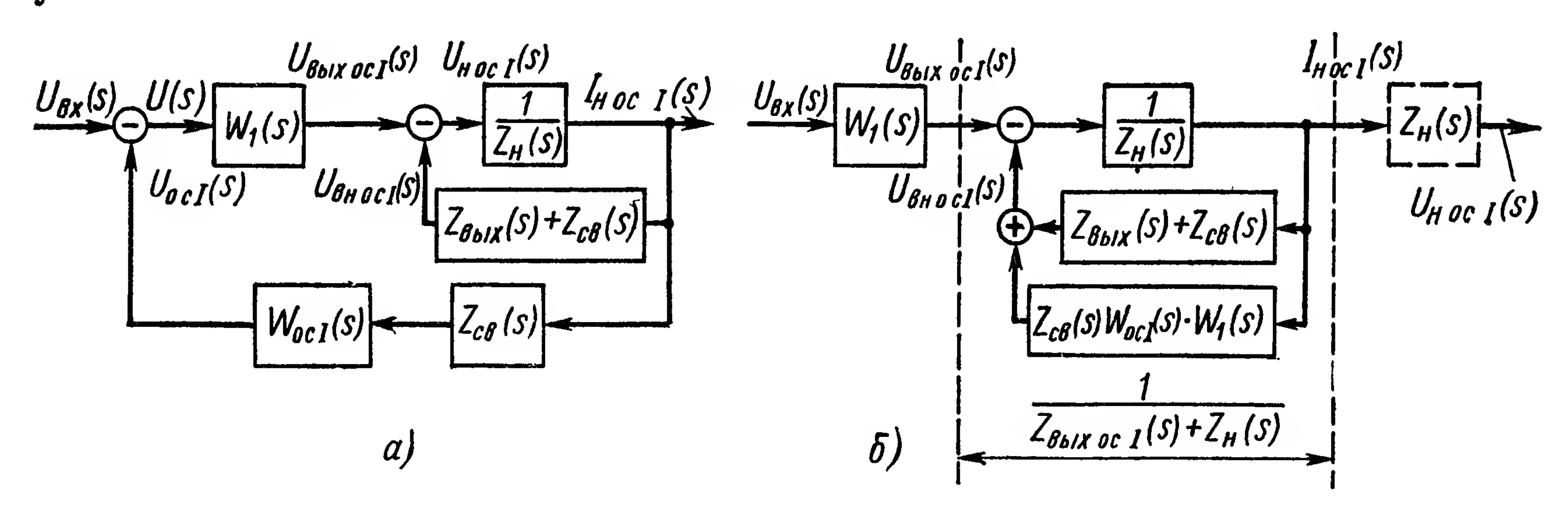


Рис. I.12. Структурные схемы нагруженного электрического усилителя с ОС по току:

а — двухконтурная; *б* — с одним замкнутым контуром

Структурная схема нагруженного электрического усилительного устройства с ОС по току имеет вид, показанный на рис. I.12, *а*. Здесь $Z_{\text{св}}(s)$ — комплексное сопротивление связи; $W_{\text{ос}I}(s)$ — передаточная функция цепи обратной связи по току. Путем структурного преобразования представим эту схему, как показано на рис. I.12, *б*. Тогда

$$Z_{\text{вых ос}I}(s) = \frac{U_{\text{вн ос}I}(s)}{I_{\text{н ос}I}(s)} = Z_{\text{вых}}(s) + Z_{\text{св}}(s) + Z_{\text{св}}(s)\,W_1(s)\,W_{\text{ос}I}(s) =$$
$$= Z_{\text{вых}}(s) + Z_{\text{св}}(s)\,[1 + W_1(s)\,W_{\text{ос}I}(s)]. \qquad \text{(I.50)}$$

Таким образом, в противоположность ОС по напряжению обратная связь по току увеличивает выходной импеданц усилителя. Это свойство усилителя просто иллюстрируется на семействе нагрузочных характеристик усилительного устройства, аналогично рис. I.10. Электрические усилители с сильной ОС по току называются генераторами (источниками) тока. Внутреннее выходное сопротивление идеального источника тока бесконечно велико, в противоположность нулевому сопротивлению идеального источника э. д. с. Ток $i_{\text{н ос}I}(t)$

идеального источника не зависит от величины сопротивления нагрузки $Z_н(s)$.

Действительно,

$$\Phi^{I}_{U\,(ocI)}(s)=\frac{I_{н\,ocI}(s)}{U_{вх}(s)}=\frac{W_1(s)}{Z_{вых\,ocI}(s)+Z_н(s)}; \qquad (I.51)$$

$$\Phi^{U_н}_{U_{вх}\,(ocI)}(s)=\frac{U_{н\,ocI}(s)}{U_{вх}(s)}=\frac{W_1(s)\,Z_н(s)}{Z_{вых\,ocI}(s)+Z_н}, \qquad (I.52)$$

например, для случая $r_{вых\,ocI}>>r_н$, $r_{вых\,ocI}=\mathrm{Re}\,[Z_{вых\,ocI}(s)]$, $r_н=\mathrm{Re}\,[Z_н(s)]$ из формулы (I.51) имеем

$$K^I_U=\Phi^I_{U\,(ocI)}(0)=W_1(0)=K_1,$$

т. е. коэффициент передачи усилителя (генератора тока) не зависит от нагрузки.

Из схемы, приведенной на рис. I.12, *б*, а также из выражения (I.42) следует, что

$$I_{н\,ocI}(s)=\frac{U_{вых\,ocI}(s)}{Z_{вых\,ocI}(s)+Z_н(s)}=\frac{U_{x\,x}(s)}{Z_{вых\,ocI}(s)+Z_н(s)}, \qquad (I.53)$$

такое представление тока $I_{н\,ocI}(s)$ из формулы (I.53) соответствует известной теореме Тевенена.

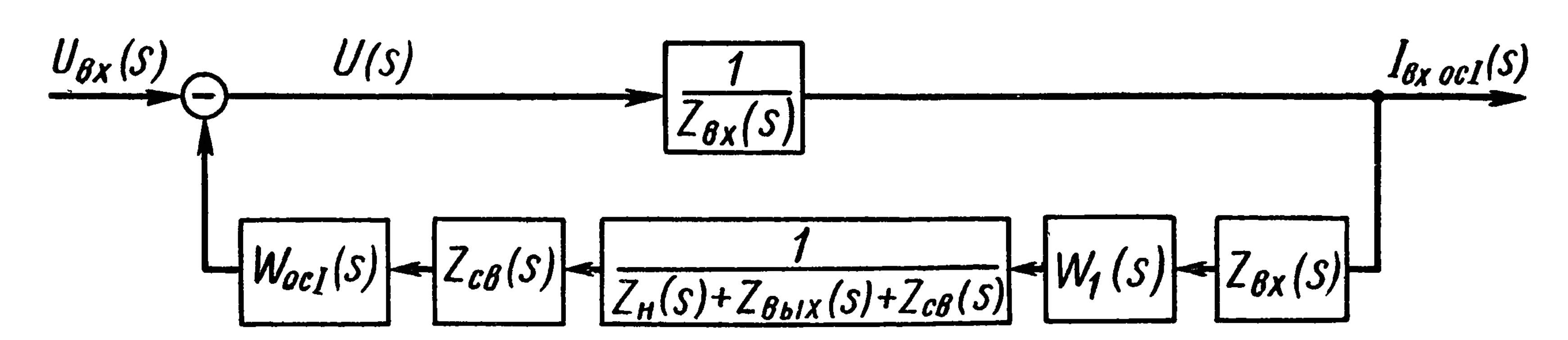


Рис. I.13. Структурная схема для определения входного импеданца усилителя с ОС по току

Выражение для входного импеданца электрического усилителя ОС по току найдем из структурного преобразования схемы рис. I.12, *а*. Действительно, если эту схему представить в виде, изображенном на рис. I.13, то легко получить адмиттанц входной цепи усилителя с ОС по току

$$W_{вх\,ocI}(s)=\frac{I_{вх\,oc}(s)}{U_{вх}(s)}=$$

$$=\frac{Z_н(s)+Z_{вых}(s)+Z_{св}(s)}{Z_{вх}(s)\,[Z_н(s)+Z_{вых}(s)+Z_{св}(s)+W_1(s)\,W_{ocI}(s)\,Z_{св}(s)]}. \qquad (I.54)$$

Из выражения (I.53) следует, что входной импеданц

$$Z_{вх\,ocI}(s)=\frac{U_{вх}(s)}{I_{вх}(s)}=Z_{вх}(s)\left[1+\frac{W_1(s)\,W_{ocI}(s)\,Z_{св}(s)}{Z_н(s)+Z_{вых}(s)+Z_{св}(s)}\right]. \qquad (I.55)$$

Таким образом, в данном случае ОС по току также увеличивает входной импеданц усилителя.

Наконец, отметим основные особенности нагруженных гидравлических и пневматических усилительных (распределительных) устройств, не охваченных обратной связью. Гидро- и пневмоусилители характеризуются семейством линеаризованных прямых $Q = \psi_1 (h_{вх};\ \Delta p) = \psi_2 (F_{вх};\ \Delta p)$, представленных на рис. I.14, где Q — регулируемый объемный расход рабочего тела; $\Delta p = p_1 - p_2$ — регулируемый перепад давлений на поршне; $h_{вх}$ — координата регулирующего устройства; $F_{вх}$ — усилие, приложенное к регулирующему устройству.

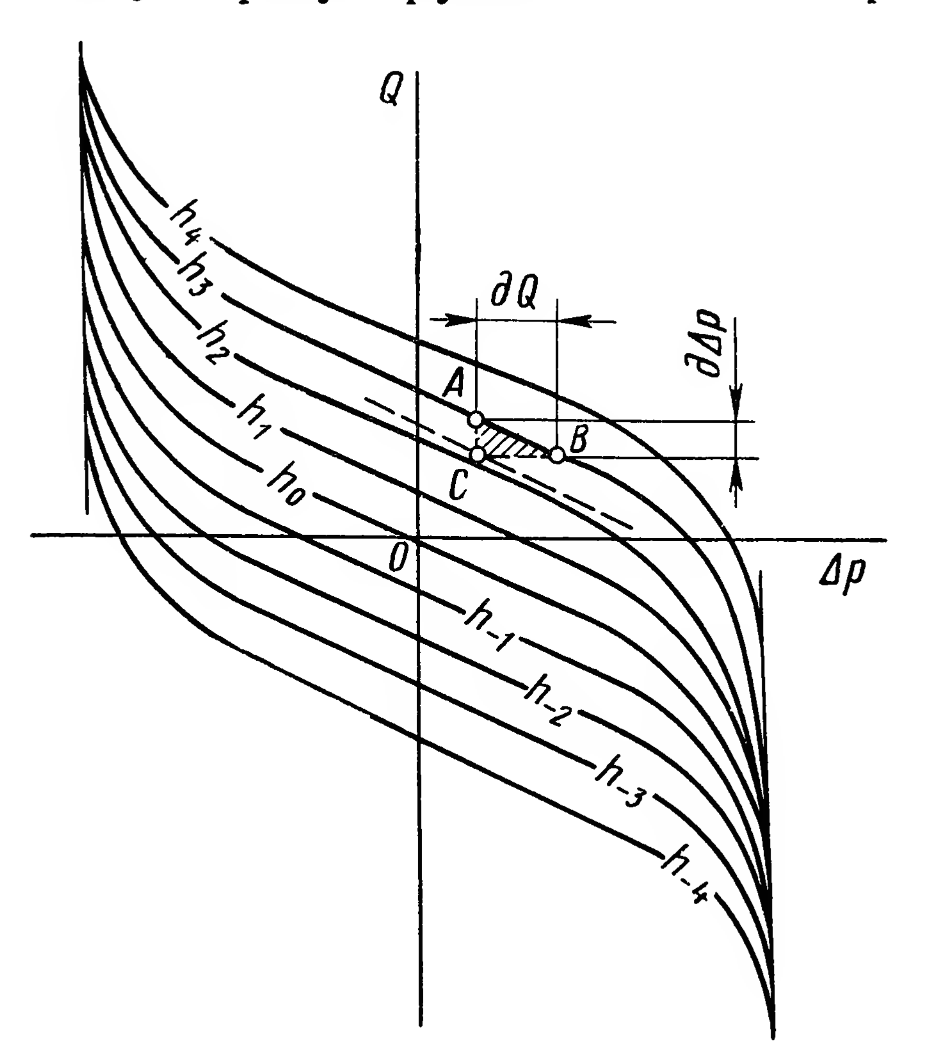


Рис. I.14. Семейство статических характеристик гидравлического или пневматического усилителя в координатах $Q = \psi (h_{вх};\ \Delta p)$

На гидро- и пневмоусилительные устройства как на линейные четырехполюсники распространяются следующие понятия: сопротивление, проводимость (выходные и входные), передаточные функции, передаточные коэффициенты и др.

Пневматические и гидравлические усилители являются, как правило, устройствами непрерывного действия, работающими в диапазоне инфранизких частот. Поэтому реактивные составляющие механических проводимостей (сопротивлений) гидро- и пневмоусилителей невелики и ими можно пренебречь.

Общие выражения для выходных (так же как и для входных) механических проводимостей (или сопротивлений), аналогичные активным проводимостям (сопротивлениям), можно получить из семейства нагрузочных характеристик. Например, выходная активная проводимость в точке A линеаризованного гидравлического усилителя (мостика) типа сопло — заслонка имеет вид [2]

$$Y_{гу\,(A)} = \frac{\partial Q}{\partial \Delta p} = \frac{Q_c (1 + \gamma^2 + \beta^2)^2}{4 (p - p_a) \gamma^2 (1 + \beta^2)}, \tag{I.56}$$

где Q_c — объемный расход через одно сопло при $h_{вх} = 0$; $\gamma = \frac{\sqrt{p - p_c}}{\sqrt{p_0 - p_a}}$; $\beta = \frac{\sqrt{p_c - p_0}}{\sqrt{p_0 - p_a}}$ — относительные коэффициенты; p — давление перед дросселем постоянного сечения; $p_c = p_1 = p_2$; p_a — давление на сливе; $p_0 = p_д$ при $h_{вх} = 0$; $p_д$ — давление на входе в дросселирующую щель через сопло — заслонку.

Статический коэффициент передачи гидроусилителя

$$K_{\text{гу}\,(A)} = \frac{\partial Q}{\partial h_{\text{вх}}} = \frac{Q_c}{(1+\beta^2)\,h_0}; \qquad \text{(I.56′)}$$

h_0 — начальное положение заслонки.

Линейная нагрузка на входе гидравлических и пневматических усилительных устройств при поступательном движении может иметь следующий вид:
$N_{\text{у}} = C_{\text{у}} z_{\text{п}}$ — уравнение упругой нагрузки ($C_{\text{у}}$ — упругий коэффициент; $z_{\text{п}}$ — линейное перемещение нагрузки); электрическим аналогом коэффициента $C_{\text{у}}$ является электрическая емкость; $N_{\text{в}} = C_{\text{в}} \dot{z}_{\text{п}}$ — уравнение вязкой нагрузки ($C_{\text{в}}$ — коэффициент вязкого трения; $\dot{z}_{\text{п}}$ — скорость перемещения нагрузки); электрическим аналогом коэффициента $C_{\text{в}}$ является омическое сопротивление; $N_{\text{и}} = m\ddot{z}_{\text{п}}$ — уравнение инерционной нагрузки (m — масса нагрузки; $\ddot{z}_{\text{п}}$ — ускорение); электрическим аналогом массы m является индуктивность.

С учетом этого на нагруженные гидравлические и пневматические усилительные устройства, охваченные обратными связями, можно распространить метод дифференциальных уравнений, передаточных функций и структурных преобразований,рассмотренный выше применительно к электрическим усилителям.

Структурный анализ усилительных устройств с ОС позволяет совместно с частотным методом [6] наглядно и эффективно решать целый ряд задач, связанных с анализом и синтезом (в том числе и энергетическим) усилителей САР.

Например, электрическая мощность $P_{\text{эл}}(t)$ на выходе усилительного устройства с ОС по напряжению при единичном ступенчатом воздействии $u_{\text{вх}}(t) = 1$ на входе может быть вычислена в соответствии со структурной схемой рис. I.9 в виде

$$P_{\text{эл}}(t) = \frac{4}{\pi^2} \int_0^\infty \frac{P_U(\omega)}{\omega} \sin t\omega \, d\omega \int_0^\infty \frac{P_I(\omega)}{\omega} \sin t\omega \, d\omega, \qquad \text{(I.57)}$$

где $t > 0$; $P_U(\omega)$ — вещественная частотная характеристика усилителя, соответствующая структурной схеме с выходом $U_{\text{н ос}}(s)$; $P_I(\omega)$ — вещественная частотная характеристика усилителя, соответствующая структурной схеме с выходом $I_{\text{н ос}}(s)$.

5. ВЫБОР И РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Задача расчета и проектирования (или выбора) усилительного устройства САР заключается в оптимальном удовлетворении основным техническим требованиям, перечисленным выше, на основе разумного компромисса между некоторыми из них. Каждая конкретная задача выбора или проектирования усилительного устройства, синтеза корректирующего устройства (или корректирующей обратной связи) решается с учетом требований к энергетическим, статическим и динамическим параметрам САР, специфики ее эксплуатации.

Методика проектирования усилительного устройства может быть сведена к следующим этапам:

1) задание технических требований;

2) выбор рода тока и типа усилителя;

3) энергетический, статический и динамический расчет;

4) учет сопротивления нагрузки и согласования усилителя с нагрузкой;

5) синтез обратных связей;

6) экспериментальное исследование (или моделирование) усилителя и доводка его характеристик и параметров.

Единая методика аналитического синтеза и машинного проектирования усилительных устройств базируется на общности дифференциальных уравнений и передаточных функций усилителей, рассмотренной выше, а также работах [6,9].

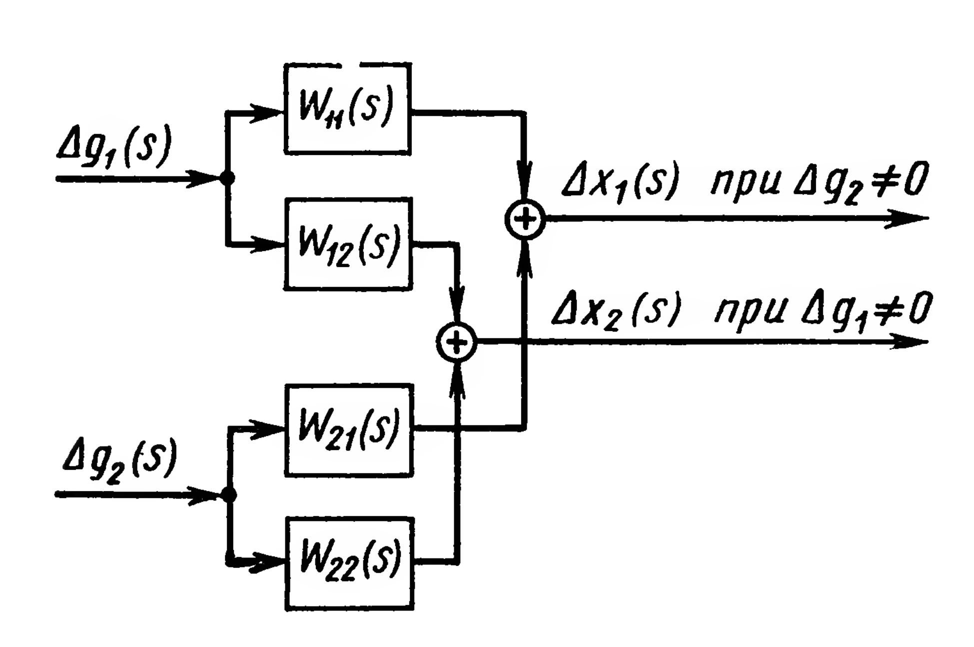


Рис. I.15. Структурная схема, связывающая пары входных (Δg_1; Δg_2) и выходных (Δx_1; Δx_2) параметров усилителя

Статический и динамический синтез САР нельзя считать завершенным, если не обеспечены требования, предъявляемые к энергетическим показателям системы. Энергетический расчет системы регулирования (управления) должен быть органически связан с ее синтезом. Энергетические возможности системы определяются в конечном итоге мощностью усилительного устройства.

Для получения основных энергетических соотношений рассмотрим две пары входных (Δg_1; Δg_2) и выходных (Δx_1 и Δx_2) параметров усилительного устройства без обратной связи, характеризующих входную $P_{\text{вх}}(t)$ и выходную $P_{\text{вых}}(t)$ мощность. В качестве таких зависимостей можно использовать видоизменение уравнения активного линейного четырехполюсника [4]:

$$\left.\begin{aligned}\Delta x_1(s) &= W_{11}(s)\,\Delta g_1(s) + W_{12}(s)\,\Delta g_2(s);\\ \Delta x_2(s) &= W_{21}(s)\,\Delta g_1(s) + W_{22}(s)\,\Delta g_2(s),\end{aligned}\right\} \qquad (I.58)$$

где $W_{11}(s)$ и $W_{12}(s)$ — частные передаточные функции в системе «z-параметров»;

$W_{21}(s)$ и $W_{22}(s)$ — частные передаточные функции в «смешанной системе h-параметров».

Физический смысл $W_{11}(s)$; $W_{12}(s)$; $W_{21}(s)$; $W_{22}(s)$ очевиден из

рис. I.15. В теории четырехполюсников таблица из $W_{11}(s)$; $W_{12}(s)$; $W_{21}(s)$; $W_{22}(s)$ называется характеристической матрицей

$$\mathbf{M} = \begin{vmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{vmatrix}. \qquad (I.59)$$

Из уравнений (I.1) и (I.13), а также соотношений (I.31), (I.22), (I.26), (I.27), получим

$$\left.\begin{aligned} W_{o1}(s) &= \frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_1(s)} = \frac{W_{11}(s)\,W_{22}(s) - W_{12}(s)\,W_{21}(s)}{W_{22}(s) - W_{12}(s)\,Z_{\text{он1}}(s)}; \\ W_{o6}(s) &= \frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_2(s)} = \frac{W_{11}(s)\,W_{22}(s) - W_{12}(s)\,W_{21}(s)}{W_{11}(s) - \dfrac{W_{21}(s)}{Z_{\text{он1}}(s)}}; \\ W_{o2}(s) &= \frac{\Delta x_2(s)}{\Delta g_1(s)} = Z_{\text{он1}}(s)\,W_{o1}(s); \\ W_{o5}(s) &= \frac{\Delta x_1(s)}{\Delta g_2(s)} = \frac{W_{o6}(s)}{Z_{\text{он1}}(s)}. \end{aligned}\right\} \qquad (I.60)$$

Используя уравнение (I.58) в режиме $\Delta g_1 = 0$, найдем выражение выходного сопротивления усилителя без обратной связи через передаточные функции $W_{11}(s)$ и $W_{21}(s)$:

$$Z_{\text{о вых}}(s) = \frac{\Delta x_2(s)}{\Delta x_1(s)} = \frac{W_{21}(s)}{W_{11}(s)}, \qquad (I.61)$$

а решая уравнения (I.13), (I.58) совместно, получим выражение входного сопротивления усилителя без обратной связи:

$$Z_{\text{о вх}}(s) = \frac{\Delta g_2(s)}{\Delta g_1(s)} = \frac{Z_{\text{он1}}(s)\,W_{11}(s) - W_{21}(s)}{W_{22}(s) - Z_{\text{он1}}(s)\,W_{12}(s)}. \qquad (I.62)$$

Найдем соотношения, при которых обеспечиваются максимальное значение коэффициента усиления по мощности K_P и максимальная активная мощность в нагрузке линейного усилительного устройства без обратной связи, работающего на несущей частоте, при изменении входных величин $g_1(t)$ и $g_2(t)$ по гармоническому закону, т. е.

$$g_1(t) = G_1 e^{j\omega t}; \quad g_2(t) = G_2 e^{j\omega t}. \} \qquad (I.63)$$

Коэффициент усиления по мощности K_P при фиксированной частоте входного сигнала представляет собой модуль передаточной функции усилителя по мощности, т. е.

$$K_P = \operatorname{mod} W_P(s) = \operatorname{mod}\frac{P_{\text{вых к}}(s)}{P_{\text{вх к}}(s)}, \qquad (I.64)$$

где $P_{\text{вх к}}$ и $P_{\text{вых к}}$ — кажущаяся входная и кажущаяся выходная мощности усилителя.

Используя два первых соотношения из системы уравнений (I.60) и выражение (I.62), нетрудно показать, что достаточным условием экстремума коэффициента K_P является [4]

$$\frac{dK_P}{dZ_{\text{он}}(s)} = 0,$$

что имеет место при

$$Z_{\text{он1}}(s) = Z_{\text{хар}}(s) = \sqrt{\frac{W_{22}(s)\,W_{21}(s)}{W_{11}(s)\,W_{12}(s)}}, \qquad (I.65)$$

где $Z_{\text{хар}}(s)$ — комплексное характеристическое сопротивление усилителя со стороны выхода.

Максимальное значение коэффициента усиления по мощности при условии (I.65)

$$K_{P\max} = \left|\sqrt{W_{11}(s)\,W_{22}(s)} - \sqrt{W_{12}(s)\,W_{21}(s)}\right|^2. \qquad (I.66)$$

Известно, что соотношение (I.65), обеспечивающее максимальное значение K_P, не совпадает с условием получения максимальной активной мощности в нагрузке.

Обобщая теорему Тевенена, записанную в виде соотношения (I.53) на усилительные устройства различной физической природы, имеющие падающие нагрузочные характеристики (рис. I.10), можно получить

$$\Delta x_1(s) = \frac{\Delta x_{2\text{хх}}(s)}{Z_{\text{о вых}}(s) + Z_{\text{он1}}(s)}. \qquad (I.67)$$

Пусть

$$Z_{\text{о вых}} = r_{\text{о вых}} + jq_{\text{о вых}};\quad Z_{\text{он1}} = r_{\text{он1}} + jq_{\text{он1}}, \Big\} \qquad (I.68)$$

тогда необходимыми и достаточными условиями получения максимальной активной мощности в нагрузке будут следующие:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{\partial P_{\text{вых акт}}}{\partial r_{\text{он1}}} = 0;\quad \frac{\partial P_{\text{вых акт}}}{\partial q_{\text{он1}}} = 0;\\ &\Delta P_{\text{вых акт}} = \frac{1}{2}\, r_{\text{он1}}\,\Delta x_1^2. \end{aligned}\right\} \qquad (I.69)$$

Из выражений (I.65), (I.68), (I.69) нетрудно получить искомые соотношения

$$r_{\text{он1}} = r_{\text{о вых}};\quad q_{\text{он1}} = -\,q_{\text{о вых}}. \Big\} \qquad (I.70)$$

Это означает, что

$$Z_{\text{он1}}(s) = Z^*_{\text{вых}}(s), \qquad (I.71)$$

т. е. для получения максимальной активной мощности в нагрузке необходимо и достаточно, чтобы комплексное обобщенное сопротивление нагрузки было бы равно сопряженной величине выходного комплексного сопротивления усилителя.

Максимальная активная выходная мощность при этом равна

$$\Delta P_{\text{вых акт}} = \frac{\frac{1}{2} r_{\text{он1}} (\Delta x_{2\text{xx}})^2}{4 r_{\text{он1}}^2} = \frac{\Delta x_{2\text{xx}}^2}{8 r_{\text{он1}}}. \qquad (I.72)$$

Соотношения (I.65) и (I.71), справедливые для любого усилительного устройства САУ, не всегда возможно реализовать из-за целого ряда ограничений. Исследование конкретных усилительных устройств показывает, что максимумы K_P и активной мощности в нагрузке, как функции комплексного сопротивления нагрузки, являются достаточно пологими. Поэтому при практическом согласовании усилительного устройства с нагрузкой допустимы некоторые отклонения от точного согласования без существенного проигрыша по энергетическим параметрам.

Следует иметь в виду, что в системах, работающих на постоянном токе, согласование усилительного устройства с нагрузкой можно производить на нулевой частоте, т. е. согласовывать лишь активные составляющие обобщенных входных и выходных сопротивлений. Передаточные функции (I.26), (I.27) преобразуются к виду

$$W_{01}(s) = W_{01}(0); \quad W_{02}(s) = W_{02}(0). \qquad (I.73)$$

В системах с гармонической модуляцией согласование сопротивлений осуществляется на несущей частоте.

При решении практических вопросов, связанных с согласованием элементов САР, наряду с правильным выбором усилителя, выходное сопротивление которого соответствовало бы характеру нагрузочного сопротивления и других условий, большое значение имеет синтез разнообразных корректирующих обратных связей.

Общие вопросы статического и динамического расчета, анализа и синтеза усилительного устройства как динамической системы с обратными связями изложены, например, в работе [6].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Боде Г.** Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью, М., ИИЛ, 1948.

2. **Гамынин Н. С.** и др. Гидравлический следящий привод. М., «Машиностроение», 1968, с. 402—417.

3. **Корректирующие** цепи и автоматика. Сборник переводов статей. Под. ред. Литвина-Седого М. З. М., ИИЛ, 1954, с. 51—53.

4. **Красовский А. А., Поспелов Г. С.** Основы автоматики и технической кибернетики. М., Гос. энерг. изд., 1962, с. 63—67.

5. **Кузовков Н. Т.** Динамика систем автоматического управления. М., «Машиностроение», 1968, с. 242—245.

6. **Техническая** кибернетика. Теория автоматического регулирования. Кн. 1, 2. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1967, с. 54—55; 75—77.

7. **Транзисторные** схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. Под ред. Конева Ю. И. М., «Советское радио», 1967, с. 85—120.

8. **Ту Ю.**, Современная теория управления. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1971, 472 с.

9. **Эрглис К. Э., Степаненко И. П.** Электронные усилители. М., Гос. изд. физ-мат. лит., 1962, с. 140—186.

ГЛАВА II

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПОВЫЕ И ИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Усилительные устройства различного типа являются неотъемлемой частью устройств автоматического управления и регулирования непрерывного действия. Они предназначены для усиления сигналов рассогласования, вырабатываемых измерительной схемой регулятора, до уровней достаточных для управления регулирующим органом. Часто для этих целей применяются усилители на электронных лампах и ионных приборах.

Достоинства электронных ламповых усилителей: большой коэффициент усиления по напряжению, высокое входное сопротивление, широкая полоса пропускаемых частот, хорошая стабильность характеристик, легкость настройки и регулировки.

Ионные усилители на тиратронах отличаются от ламповых более высоким к. п. д., большим сроком непрерывной работы. Они на несколько порядков превосходят по мощности ламповые усилители, что позволяет включать нагрузку непосредственно в цепь анода. Недостатками их являются: меньшая стабильность вследствие смещения пусковой характеристики, которое происходит в процессе установления теплового режима и зависит от изменений частоты усиливаемых импульсов и величины сопротивления в цепи сетки; более сложное управление: низкая частота следования импульсов тока, ограниченная временем восстановления, в течение которого сетка не обладает управляющими свойствами.

Хотя электронные и ионные усилители по ряду других параметров (потребляемая мощность, габариты, масса, вибростойкость, срок службы) значительно уступают транзисторным усилителям, они все еще находят достаточно широкое применение в различных устройствах автоматического управления и регуляторах [7].

Основные технические характеристики электронных ламповых усилителей приведены в табл. II. 1.

Таблица II.1

Основные технические характеристики электронных ламповых усилителей

Технические характеристики		Значения параметров
Коэффициенты усиления на один каскад	Коэффициент усиления по напряжению k_U	$15 \div 100$
	Коэффициент усиления по току k_I	$10 \div 100$
	Коэффициент усиления по мощности k_P	$10^2 \div 10^5$
Предельные энергетические параметры	Максимальная выходная мощность $P_{вых\ max}$	50
	Мощность на единицу веса $P_{уд}$, Вт/кг	30
	Минимальный входной ток $I_{вх\ min}$, А	10^{-6}
	Минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$, В	10^{-5}
	К. п. д. η, %	$20 \div 50$
	Ресурс работы $t_р$, ч	10^3
Предельные параметры среды	Температурный диапазон Δt, °С	$-60 \div +250$
	Относительная влажность, %	98
	Вибростойкость	до 1 g
	Радиационная стойкость, нейтрон/м	
Ток на входе		Переменный, постоянный
Ток на выходе		Переменный, постоянный
Полоса пропускания Δf, Гц		10^7
Внутренние шумы $P_ш$, Вт		10^{-12}

1. ОСНОВЫ ТОПОЛОГИЧЕСКОГО АНАЛИЗА СХЕМ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Расчет линейных электронных схем будет менее трудоемким, если вместо составления и решения уравнений Кирхгофа использовать метод графов.

Разработано несколько топологических методов анализа активных схем. Из них простотой и доступностью отличается метод Мэзона [10]. Вместо заданной пассивной или активной схемы составляется граф Мэзона. Для этого каждый пассивный элемент схемы (резистор, конденсатор, индуктивность) заменяется отрезком линии, который называется *ребром*. *Весом ребра* называется величина электрической проводимости соответствующего элемента схемы. *Узлом* называется конец ребра, или точка соединения двух или нескольких ребер. *Граф* пассивной схемы представляет собой совокупность узлов и ребер, конфигурация которых однозначно соответствует структуре анализируемой электрической схемы.

Все ребра в пассивной схеме ненаправленные; это означает, что проводимость такого ребра не зависит от направления тока через него. Для топологического представления активных элементов схем, например электронных ламп, применяется новый теоретический элемент — унистор, имеющий одностороннюю проводимость и три зажима, из которых один зажим заземлен (рис. II.1). Ток через унистор определяется величиной напряжения, приложенного к его положительному зажиму (тогда как ток пассивного элемента определяется разностью напряжений на его зажимах).

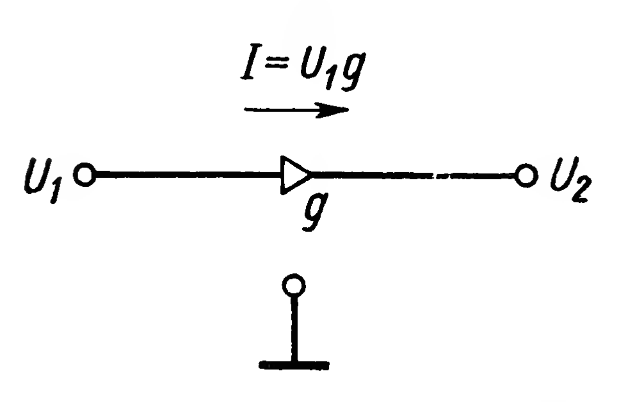


Рис. II.1. Эквивалентная схема унистора

В е с у н и с т о р а равен его проводимости и учитывается только в направлении пропускания тока.

Эквивалентную схему электронной лампы, работающей в линейном режиме, можно представить с помощью трех унисторов (рис. II.2, *а—б*), где вес каждого унистора равен крутизне S лампы. Унистор, направленный от узла сетки к узлу анода, имеет отрицательный вес. Проводимость анодной цепи лампы обозначается через g_i и отображается весом соответствующего ребра.

В дальнейшем для простоты изображения топологической эквивалентной схемы электронной лампы внутри графа ставится общая для всех ребер крутизна S и знак минус для связи «сетка — анод» (см. рис. II. 4).

В процессах топологических расчетов используются следующие понятия:

п у т ь — непрерывная последовательность ребер, в которой концевой узел последнего ребра не касается никакого другого узла этого пути;

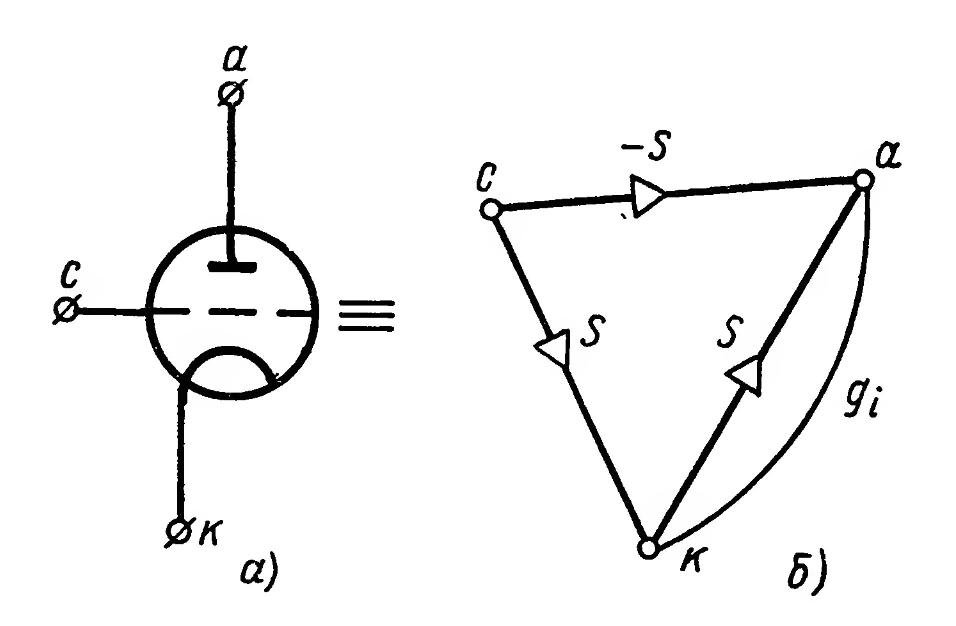


Рис. II.2. Топологическая эквивалентная схема электронной лампы

в е с п у т и — произведение проводимостей ребер данного пути;

к о н т у р — замкнутый путь, в котором концевой узел последнего ребра совпадает с начальным узлом исходного ребра;

д е р е в о — совокупность ребер графа, содержащая все узлы графа и не имеющая контуров;

вес дерева — произведение проводимостей ветвей этого дерева (ребра, содержащиеся в дереве, называются его ветвями);

определитель графа — сумма весов всех деревьев этого графа, или сумма деревьев;

параметры схемы — входное, выходное или передающее сопротивление, передача тока, передача напряжения и крутизна (передающая проводимость).

Топологический анализ ненаправленного графа выполняется следующим образом. К заданным входным узлам графа присоединяется источник напряжения или тока, а к заданным выходным узлам — вольтметр, или последовательно с заданным выходным ребром включается амперметр. Существенно, что любой параметр схемы вычисляется по единой топологической формуле передачи:

$$H=\frac{\sum\limits_{к} p_{к}'\Delta_{к}'}{\sum\limits_{к} p_{к}\Delta_{к}}, \tag{II.1}$$

где $p_{к}'$ — вес к-го пути между положительным и отрицательным зажимами источника, включающего измерительный прибор; $\Delta_{к}'$ — минор подграфа, остающегося после замыкания к-го пути.

Прежде чем вычислять знаменатель уравнения (II.1), необходимо замкнуть накоротко источник напряжения и амперметр, или удалить источник тока и вольтметр. После этого нужно выбрать два любых узла полученного подграфа (расчеты сокращаются, если эти узлы находятся приблизительно в центре графа): $p_{к}$ — путь между выбранными узлами; $\Delta_{к}$ — минор этого пути.

В графе с унисторами необходимо заземлить один зажим прибора. При этом учитываются только те пути, в которых унистор направлен к земле.

2. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В многокаскадном усилителе постоянного тока усилительные ступени соединяются между собой непосредственно, или через элементы-резисторы, пропускающие постоянный ток, источники напряжения постоянного тока, или стабилитроны.

Главное преимущество усилителя постоянного тока состоит в том, что он способен усиливать напряжение нулевой частоты, так же как и напряжение переменного тока частот, находящихся в полосе пропускания.

Частотные характеристики усилителей постоянного и переменного тока показаны на рис. II.3. Граничными частотами полосы пропускания называются частоты, на которых коэффициент усиления напряжения составляет $1/\sqrt{2}$ относительно величины максимального усиления, принятой за единицу. Полоса пропускания равна разности $2\Delta f = f_{в} - f_{н}$, где $f_{в}$ и $f_{н}$ — верхняя и нижняя граничные частоты. В электронных усилителях постоянного

тока промышленной автоматики полоса пропускания обычно составляет несколько килогерц, а в электронных системах автоматического управления полоса достигает величины мегагерца и выше.

Усилители постоянного тока на триодах имеют бо́льшую надежность, чем на пентодах: нелинейные искажения в триодах незначительны, а шумы малы. Полный расчет усилительного каскада посто-

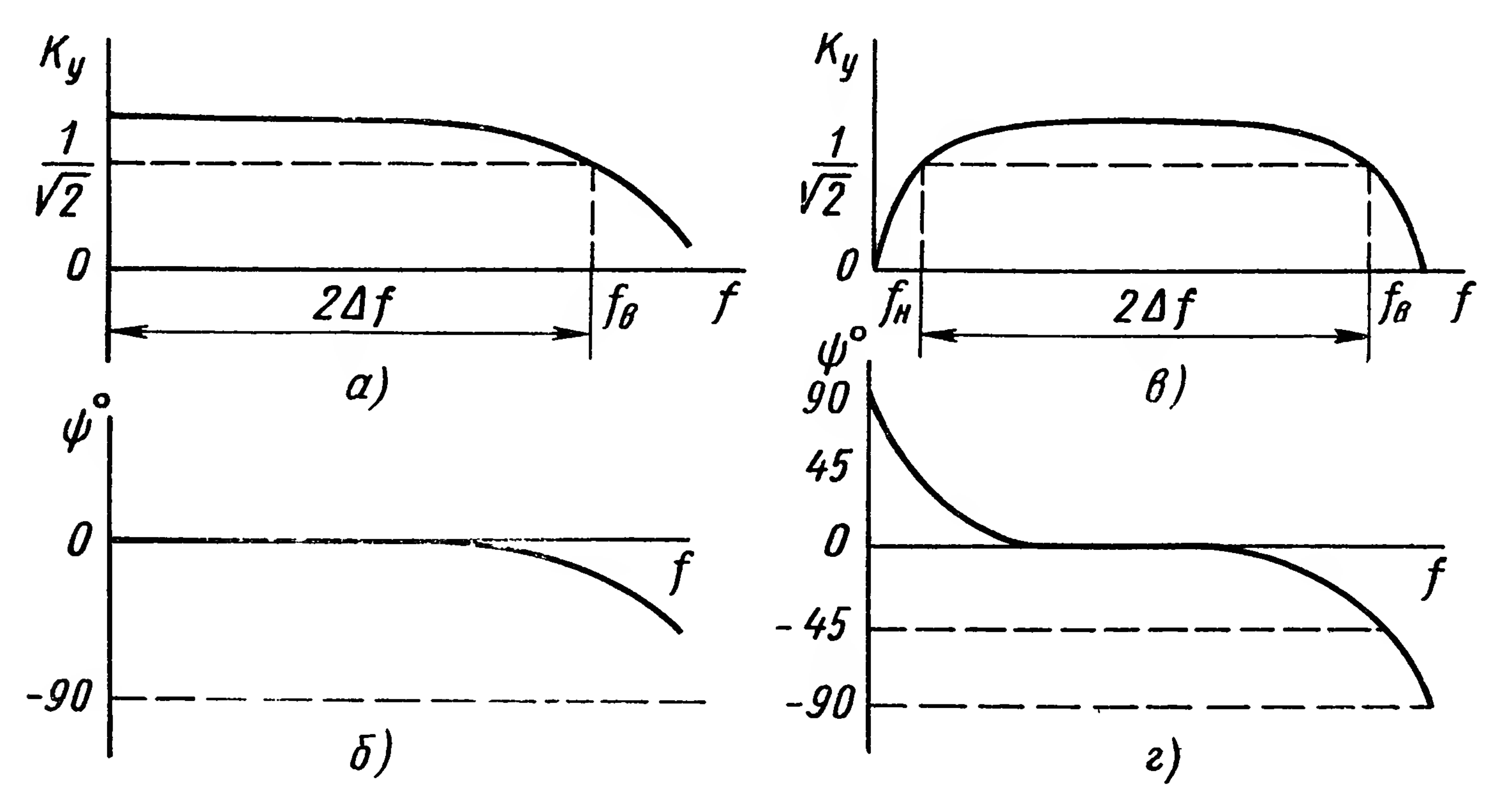


Рис. II.3. Частотные и фазовые характеристики усилителей напряжения постоянного и переменного тока:

а — частотная характеристика усилителя напряжения постоянного тока;
б — фазовая характеристика усилителя напряжения постоянного тока;
в — частотная характеристика усилителя напряжения переменного тока;
г — фазовая характеристика усилителя напряжения переменного тока

янного тока выполняется с помощью уравнения анодного тока триода

$$I_а = \frac{U_а - E_{ап} + \mu}{R_i} U_с, \qquad (II.2)$$

где $U_а$ — напряжение между анодом и катодом, В;
$U_с$ — напряжение между сеткой и катодом, В;
$E_{ап}$ — напряжение приведения семейства анодных характеристик триода к началу координат (0 ÷ 15 В);
μ — статический коэффициент усиления триода (2 ÷ ÷ 100);
$R_i = \frac{dU_а}{dI_а}$ — дифференциальное сопротивление анодной цепи триода — сопротивление для триодов разных типов переменному току (1 ÷ 70 кОм).

Типовые однотактные усилительные каскады [1, 7]. На рис. II.4, *а*, II,5, *а* и II.6, *а* соответственно показаны типовые однотактные каскады: каскад с автоматическим смещением, катодный повторитель и каскад с заземленной сеткой, а на рис. II.4, *б*, II.5, *б* и II.6, *б* соответствующие им графы.

Применение сопротивления автоматического смещения (рис. II.4, *а*) уменьшает коэффициент усиления напряжения, крутизну и нели-

нейные искажения, увеличивает выходное сопротивление каскада и сужает полосу пропускания. Входная емкость велика (до 100—200 пФ). Сигналы u_1 и u_2 находятся в противофазе.

В схеме катодного повторителя (рис. II.5, *а*) вследствие глубокой отрицательной обратной связи уменьшаются: коэффициент передачи напряжения, равный

$$K_u = \frac{\mu R_к}{R_i + (1+\mu) R_к}$$

(немного меньше единицы), входная емкость порядка 10 пФ, выходное сопротивление 100—600 Ом. По указанной причине увеличивается допустимый положительный входной сигнал (он может быть более 100 В) и расширяется полоса пропускания. Напряжения u_2 и u_1 совпадают по фазе.

Рис. II.4. Однотактный усилительный каскад напряжения постоянного тока с автоматическим смещением:

а — схема каскада; *б* — граф каскада

Схема с заземленной сеткой имеет пренебрежимо малую входную емкость, поскольку выходная цепь экранируется от входной цепи заземленной сеткой (рис. II.6, *а*): u_2 и u_1 совпадают по фазе. Малое входное сопротивление, равное $\frac{R_а + R_i}{1+\mu}$, является основным недостатком схемы. Коэффициент усиления по напряжению этого каскада

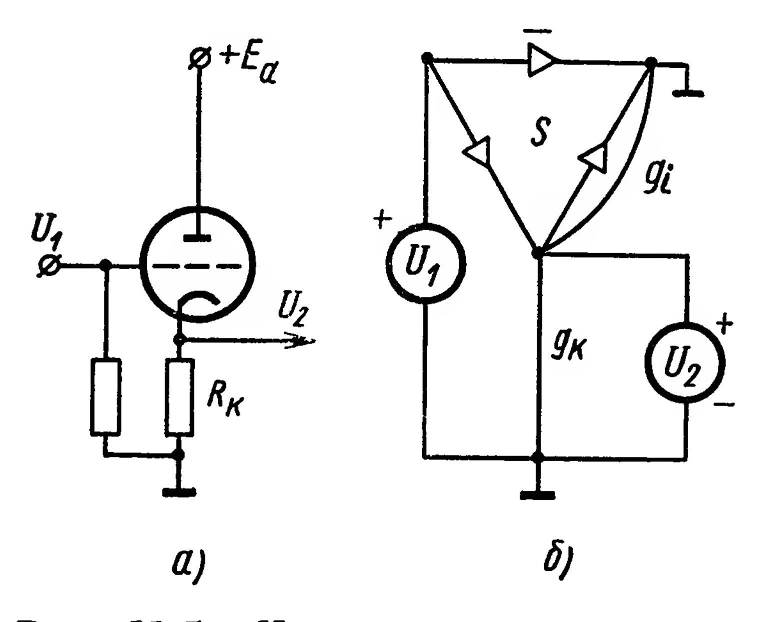


Рис. II.5. Катодный повторитель:

а — схема; *б* — граф схемы

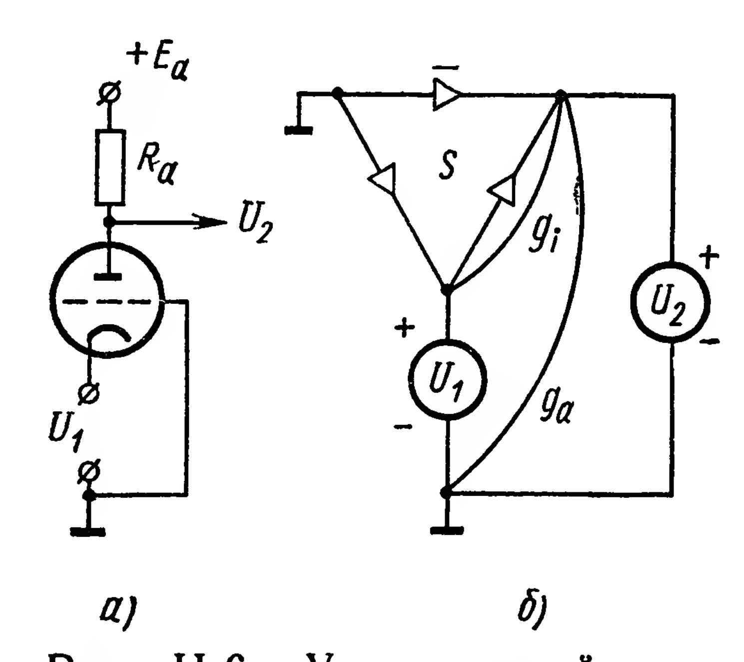


Рис. II.6. Усилительный каскад с заземленной сеткой:

а — схема; *б* — граф схемы

$$K_u = \frac{(1+\mu) R_к}{R_а + R_к}.$$

Дрейф усилителя постоянного тока. В усилителе постоянного тока при неизменном напряжении входного сигнала u_1 выходное напряжение u_2 не остается постоянным, а зави-

сит от изменения питающих напряжений, изменений окружающей температуры и от старения ламп.

До применения измерительного электронного усилителя постоянного тока необходимо тренировать лампы в номинальном режиме в течение 100 ч. После этого быстрые изменения контактной разности потенциалов $U_{крп}$ между сеткой и катодом почти прекращаются, и дрейф, вызванный изменениями $U_{крп}$, становится малым.

Дрейф, вызванный старением сопротивлений схемы или изменениями окружающей температуры, уменьшается при применении сопротивлений с малым температурным коэффициентом, стабильных во времени.

Основная составляющая дрейфа вызывается изменениями питающих напряжений. Уменьшение напряжения накала лампы с оксидным катодом на 10% эквивалентно подаче на сетку отрицательного приращения напряжения, равного 0,1 В. Этот дрейф можно скомпенсировать с помощью последовательного включения в цепь сетки большого сопротивления $R = 1$ МОм, параллельно которому присоединяется ламповый диод с анодом, направленным в сторону сетки усилительного триода. Из катода этого диода электроны выходят со средними скоростями порядка 1 эВ, в результате чего на сопротивлении R образуется падение напряжения (несколько меньшее 1 В), отрицательным полюсом направленное к сетке. При уменьшении напряжения накала этого диода отрицательное напряжение смещения, образуемое диодом, уменьшается, а это эквивалентно положительному приращению сеточного напряжения, компенсирующему влияние уменьшения накала триода. Кроме того, отрицательное смещение, образуемое диодом, позволяет исключить сопротивление автоматического смещения $R_к$ и этим повысить усиление напряжения.

3. БАЛАНСНЫЕ МОСТОВЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Балансный усилительный каскад представляет собой мостовую схему, состоящую из внутренних сопротивлений анодных цепей двух ламп и двух резисторов $R_а$ анодных нагрузок этих ламп. Входное напряжение u_1 включается между сетками ламп, выходное напряжение u_2 снимается между анодами.

В отличие от схемы моста Уитстона на резисторах ламповая мостовая схема имеет следующую особенность. Напряжение на внутренней выходной диагонали (между анодами) почти не зависит от изменения напряжения $E_а$ внешней диагонали, т. е. от напряжения питания. Таким свойством обладает схема, если она была предварительно сбалансирована по постоянному току. Эта балансировка состоит в том, что с помощью анодного потенциометра, включенного между положительными зажимами анодных нагрузок $R_а$, устанавливают выходное напряжение постоянного тока равным нулю при нулевом значении напряжения входного сигнала u_1. После балансировки выходное напряжение схемы прямо пропорционально вход-

ному напряжению u_1, если u_1 не превышает предельно допустимого значения, при котором лампы работают на линейных участках их сеточных характеристик в отсутствии сеточного тока. Нелинейности характеристик триодов вызывают небольшие изменения u_2 при изменении питающих напряжений $E_а$ или $E_{нк}$.

Независимость u_2 от $E_а$ в ламповой мостовой схеме объясняется тем, что сопротивление анодной цепи лампы постоянному и переменному току различно.

Дрейф балансного каскада приблизительно в 300 раз меньше, чем дрейф одноламповогo каскада.

Типовые балансные усилительные каскады показаны на рис. II.7 — II.9.

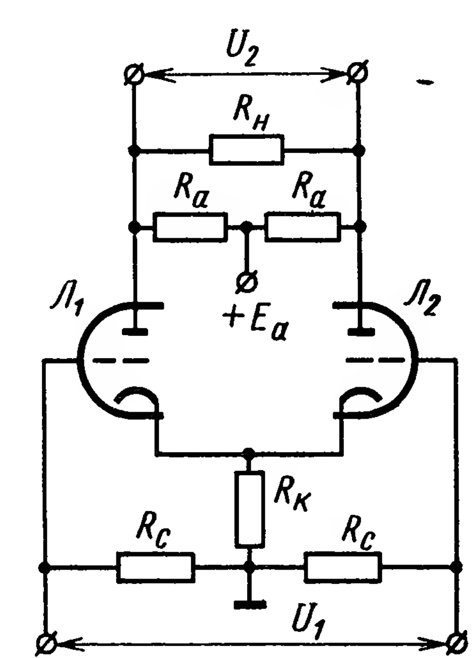


Рис. II. 7. Схема симметричного параллельно-балансного каскада

Передача напряжения в балансном каскаде меньше, чем в двухкаскадном усилителе на однотактных каскадах. Но при использовании в устройствах автоматики и измерительной техники балансный каскад выгодно отличается тем, что его выходное напряжение почти не зависит от изменения питающих напряжений (когда эти изменения не превышают допустимых величин) и зависит практически только от входного напряжения.

Надежность балансного каскада намного больше, чем надежность однотактного каскада.

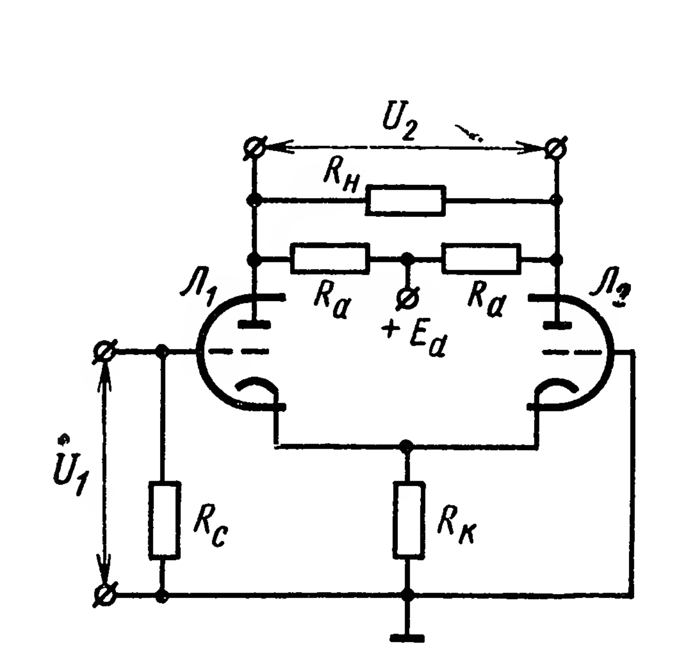


Рис. II.8. Схема асимметричного параллельно-балансного каскада

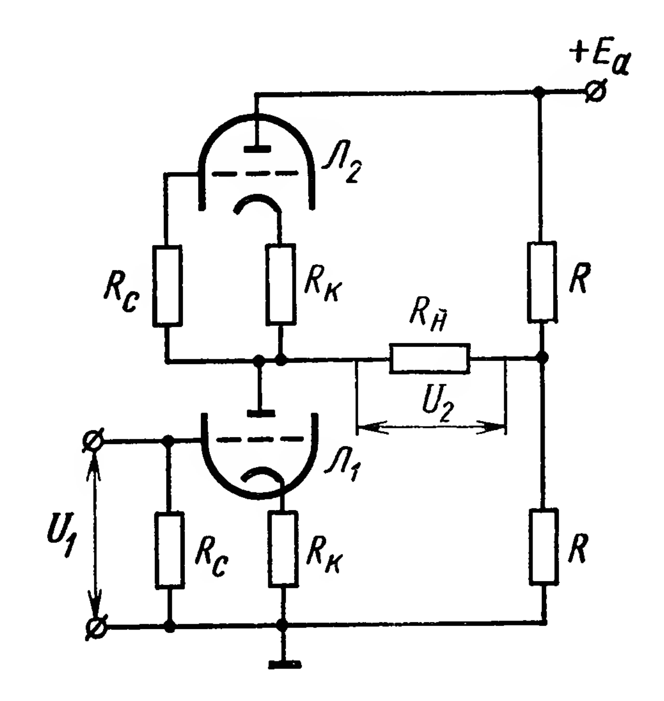


Рис. II.9. Схема последовательного балансного усилительного каскада

В схеме симметричного параллельно-балансного каскада (рис. II.7) сопротивление $R_к$ автоматического смещения не уменьшает коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{\mu R_а R_н}{2R_а R_i + (R_а + R_i) R_н},$$

так как при увеличении входного напряжения токи обеих ламп изменяются приблизительно на одну и ту же величину, но в разных

направлениях. Поэтому падение напряжения на $R_к$ почти не изменяется и действует как независимый источник смещения.

Нередко один из выходных зажимов датчика-преобразователя должен быть заземлен. При включении такого датчика на вход симметричного мостового каскада, он преобразуется в асимметричный (рис. II.8), в котором при подаче сигнала напряжение на аноде входной лампы изменяется больше, чем на аноде второй лампы. Напряжение на $R_к$ зависит от входного напряжения. Благодаря положительной обратной связи через сопротивление $R_к$, коэффициент усиления по напряжению такой же, как и в симметричном мостовом каскаде:

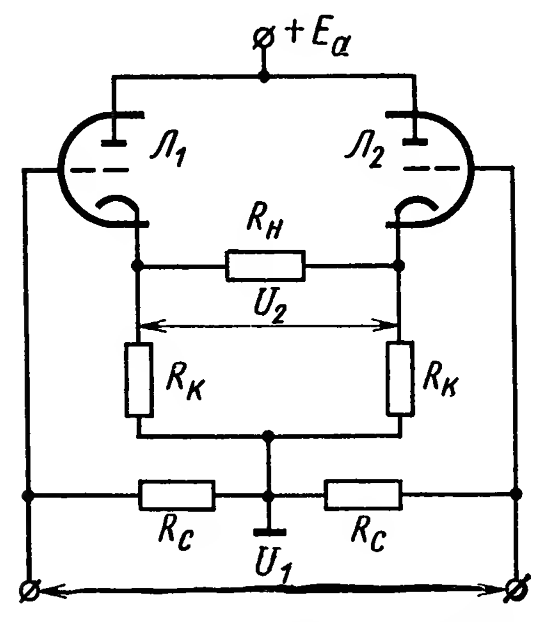


Рис. II.10. Схема симметричного параллельно-балансного повторителя

$$K_u = \frac{\mu R_а R_н}{2R_а R_i + (R_а + R_i) R_н},$$

но нелинейные искажения больше, а допустимые входные напряжения меньше.

Асимметричный мостовой каскад можно преобразовать в схему с асимметричным входом и симметричным выходом с помощью делителя на резисторах, передающего часть анодного напряжения входной лампы на сетку второй лампы.

Последовательный мостовой каскад (рис. II.9) имеет несколько меньший дрейф, чем симметричный каскад. В последовательной схеме при большом сопротивлении нагрузки анодные токи обеих ламп (и температуры их катодов) одинаковы, и это равенство не зависит от величины напряжения входного сигнала. При большом сопротивлении нагрузки передача напряжения последовательного усилительного каскада

$$U_2 = \frac{\mu R_н U_1}{R + R_i + (1+\mu) R_к + 2R_н}$$

зависит только от μ ламп и не зависит от сопротивлений схемы. Поскольку μ определяется конструктивными особенностями лампы, то передача напряжения последовательной схемы отличается высокой стабильностью в течение срока службы ламп.

М о с т о в ы е б а л а н с н ы е п о в т о р и т е л и. Балансные усилительные каскады имеют относительно большие выходные сопротивления. Этот недостаток исключен в схемах балансных повторителей.

Симметричный параллельно-балансный повторитель (рис. II.10) имеет высокое входное сопротивление, малое выходное сопротивление, хорошую линейность, широкую полосу пропускания; выходное напряжение, равное

$$U_2 = \frac{\mu R_к R_н U_1}{2R_i R_к + R_н [R_i + (1+\mu) R_к]},$$

почти не зависит от изменения питающих напряжений.

В схеме асимметричного параллельно-балансного повторителя входное напряжение подводится между сеткой одной из ламп и землей. Выходное напряжение снимается между катодами. Вторая лампа компенсирует дрейф, вносимый изменениями напряжения накала первой лампы. Нелинейные искажения в этой схеме несколько больше, чем в симметричной (хотя в обеих схемах нелинейные искажения малы). Допустимые выходные сигналы в асимметричном повторителе меньше, чем в симметричном.

Для того чтобы можно было подводить на входы мостовых повторителей большие входные сигналы обеих полярностей, на сетки обеих ламп включают постоянные положительные напряжения смещения с помощью резистивных делителей напряжения, присоединенных к источнику анодного питания.

4. СТАБИЛИЗАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

Для многих устройств автоматического регулирования и управления необходимы усилители, изменения коэффициентов усиления которых не должны превышать заранее заданных величин [1]. Для прецизионных измерительных усилителей $\Delta K_0 = 0{,}1\%$, а для непрецизионных измерительных усилителей $\Delta K_0 = 1 \div 2\%$.

Разброс параметров триодов 15—20%. Смена ламп в двух-, трехкаскадном усилителе вызывает изменение коэффициента усиления напряжения порядка 50%. Возникает задача построения электронного измерительного устройства, точность которого должна быть, по крайней мере, на два порядка выше, чем точность отдельных частей этого устройства. Решение этой задачи, т. е. получение заданной стабильности коэффициента усиления напряжения, достигается с помощью применения отрицательной обратной связи (ОС). На рис. II.11 показана блок-схема усилителя с отрицательной обратной связью. Коэффициент усиления по напряжению этой схемы

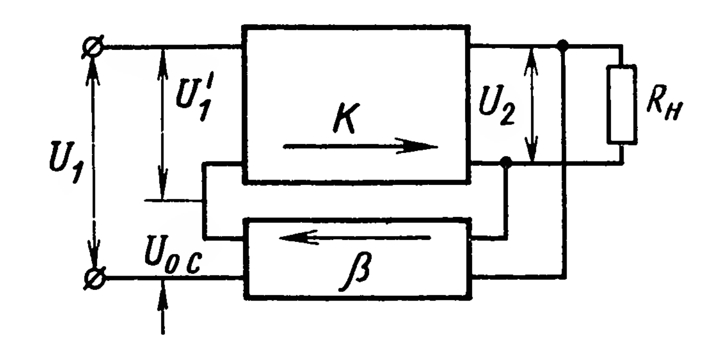


Рис. II.11. Блок-схема усилителя с обратной связью

$$K_{oc} = \frac{K}{1+K\beta}, \qquad (II.3)$$

где K — коэффициент усиления напряжения усилителя без ОС; β — передача напряжения цепи обратной связи (с выхода усилителя на его вход).

При глубокой отрицательной обратной связи ($K\beta \gg 1$) коэффициент усиления по напряжению

$$K_{oc} \approx \frac{1}{\beta}. \qquad (II.4)$$

Таким образом, при глубокой ОС коэффициент усиления усилителя не зависит от величины коэффициента усиления самого уси-

лителя K, а зависит только от коэффициента передачи цепи обратной связи β. Цепь обратной связи в усилителе в большинстве случаев выполнена в виде делителя напряжения на резисторах. Постоянство передачи напряжения такого делителя исключительно высоко.

Относительная нестабильность коэффициента усиления напряжения усилителя с ОС, вызванная изменением коэффициента K собственно усилителя, определяется выражением

$$\frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\Delta K}{K} \cdot \frac{1}{(1+K\beta)}. \qquad (II.5)$$

Следовательно, если $\frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = 0{,}1\%$, а $\frac{\Delta K}{K} = 50\ \%$, то необходимо, чтобы удовлетворялось условие $K\beta = 499$. Очевидно, при достаточно большом $K\beta$ можно получить требуемую стабильность передачи напряжения усилителя несмотря на применение в усилителе элементов (ламп) со значительным разбросом параметров.

Усилители с большим коэффициентом усиления напряжения. Из сказанного выше следует, что увеличение значения $K\beta$ можно обеспечить повышением коэффициента усиления K. Все рассмотренные выше усилительные каскады имеют относительно небольшой коэффициент усиления по напряжению (при применении триодов $K = 80$). Получение больших K с помощью увеличения числа каскадов нецелесообразно, так как для стабилизации коэффициента усиления необходимо использовать отрицательную обратную связь. В трехкаскадном усилителе напряжение обратной связи совпадает по фазе с входным напряжением на некоторой частоте. При этом возникает положительная обратная связь, система становится неустойчивой и усилитель превращается в генератор незатухающих колебаний. Поэтому удобнее использовать только двухкаскадный усилитель, охваченный противосвязью. Для стабилизации коэффициента усиления усилителя требуется большое значение произведения $K\beta$. При этом для получения заданной величины K_{oc} необходим большой коэффициент усиления K.

Усилительный каскад на пентоде дает большее усиление, чем на триоде. Однако пентод имеет значительные нелинейные искажения: вследствие тока экранной сетки шумы пентода на 2—10 дБ выше, чем шумы триода.

В качестве усилительной ступени с большим усилением напряжения применяется каскад, в схеме которого анодные цепи двух (или большего числа триодов) соединены последовательно. На сетку нижнего триода подводится входное напряжение сигнала, сетка верхнего триода заземляется по переменному току. При подаче на сетку нижнего триода положительного напряжения сопротивление его анодной цепи постоянному току уменьшается и, следовательно, уменьшается напряжение катода верхнего триода. Это эквивалентно подаче на сетку верхнего триода положительного напряжения, которое уменьшает сопротивление постоянному току этого триода. В результате образуется внутренняя положительная обратная связь,

увеличивающая коэффициент усиления напряжения. Если параметры обеих ламп каскода (рис. II.12, *а*) одинаковы, то, как следует из графа (рис. II.12, *б*), коэффициент усиления

$$K = \frac{-\mu(1+\mu)R_a}{R_a+(2+\mu)R_i}. \qquad \text{(II.6)}$$

Каскодная схема на двух триодах эквивалентна лампе, которая имеет значительно больший статический коэффициент усиления $\mu_{экв} = \mu(1+\mu)$ и очень большое внутреннее сопротивление $R_{i\ экв} = (2+\mu)R_i$.

Таким образом, каскод эквивалентен пентоду по характеристикам, но не имеет его недостатков. Каскод имеет меньшие собственные

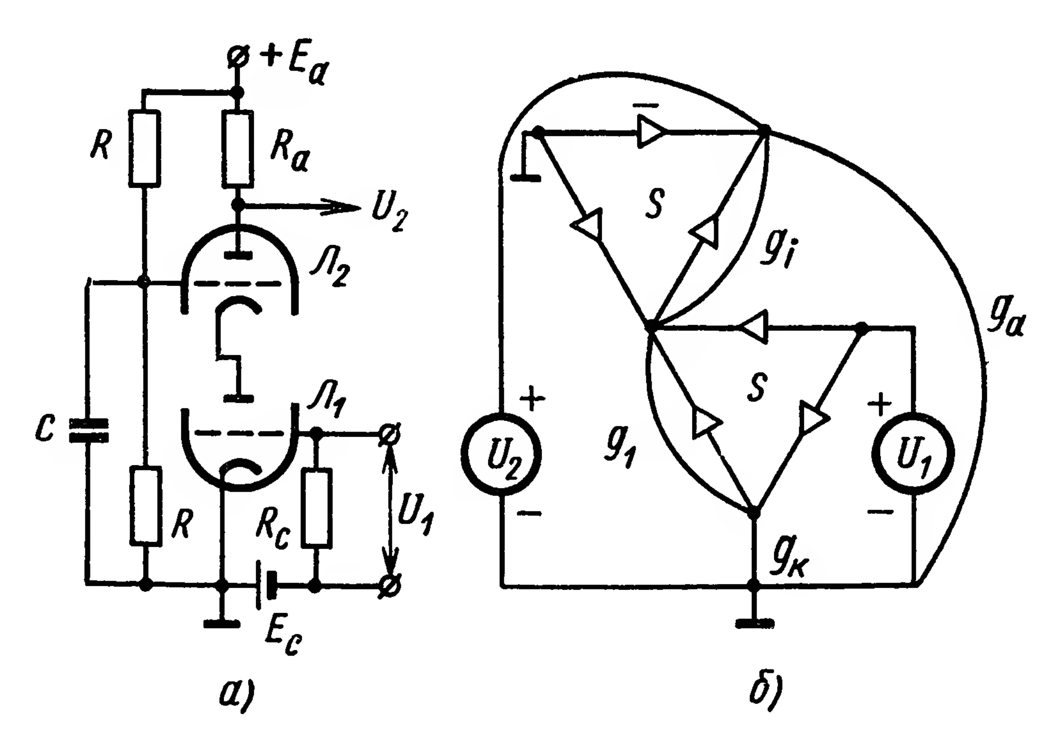


Рис. II.12. Каскодный усилитель:
а — схема каскода; *б* — граф схемы

шумы, малую входную емкость, ничтожно малую связь между выходом и входом. В измерительной технике используются мостовые схемы на каскодах.

Усиление каскода уменьшается даже при нагрузке на сопротивление утечки сетки следующего каскада. Чтобы сохранить большое усиление каскода, как правило, его выход присоединяют ко входу катодного повторителя.

«Голодный» режим пентода. Если входной каскад должен иметь большое усиление и узкую полосу пропускания, то можно использовать пентод в режиме малых напряжений питания. При анодном напряжении 50В и при напряжении на экранной сетке 5 В, анодном токе 25 мкА $\mu = 3000 \div 8000$, а $R_i = 30$ МОм. При сопротивлении анодных нагрузок 10—15 МОм $K = 1000$. Основной недостаток такой схемы — увеличение тока управляющей сетки и необходимость экспериментальной настройки каждого усилительного каскада.

Обеспечение устойчивости трехкаскадного усилителя, охваченного ОС. Другой способ проектирования усилителей с неизменным усилением состоит в применении отрицательной обратной связи, охватывающей весь уси-

литель, и применении корректирующих ячеек в каждой цепи межкаскадной связи, уменьшающих общий коэффициент передачи напряжения до величины меньше единицы на частоте, при которой фазовый сдвиг между u_2 и u_1 достигает 180°.

5. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

На входе системы автоматического регулирования сравниваются две величины: регулируемая U_1 и эталонная U_2. Их разность $U_1 - U_2$ усиливается и воздействует на исполнительный механизм, приводящий систему в состояние равновесия. Дифференциальные усилители (электронные вычитатели) применяются для усиления выходных напряжений мостовых схем и в других случаях [9].

Напряжение $U_1 - U_2$, включенное между входами вычитателя, называется противофазовым, а напряжения U_1 и U_2, включенные между каждым входом и землей, — синфазными.

К вычитателю предъявляется основное требование — он должен реагировать только на противофазовые напряжения $U_1 - U_2$ независимо от величины U_1 и U_2.

Выходное напряжение схемы вычитателя выражается в виде

$$dK_0 = K_1\,dU_1 + K_2\,dU_2 = \left(\frac{K_1 - K_2}{2}\right)(dU_1 - dU_2) + (K_1 + K_2)\left(\frac{dU_1 + dU_2}{2}\right), \qquad \text{(II.7)}$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты усиления схемы вычитателя по первому и по второму входам соответственно.

Схема вычитателя тем совершеннее, чем больше коэффициент $\left(\frac{K_1 - K_2}{2}\right)$ относительно коэффициента $K_1 + K_2$.

Дискриминацией, или коэффициентом ослабления синфазных напряжений называется отношение

$$D = \frac{K_{лф}}{K_ф} = \frac{0{,}5\,(K_1 - K_2)}{K_1 + K_2}. \qquad \text{(II.8)}$$

Чем больше дискриминация D, тем совершеннее дифференциальный усилитель. В реальных вычитателях $D = 500 \div 10^8$. Дискриминация вычитателя с однотактным выходом измеряется в виде отношения коэффициента усиления напряжения, подведенного между сетками ламп, к коэффициенту усиления напряжения, когда входное напряжение подводится между замкнутыми между собой сетками и землей. В дифференциальном усилителе с двухтактным выходом дискриминация измеряется в виде отношения напряжения между анодами при подведении входного напряжения между сетками к коэффициенту усиления напряжения, снимаемого между анодами при входном напряжении, подведенном между замкнутыми между собой сетками и землей.

Синфазные напряжения можно рассматривать в дифференциальном усилителе как напряжения помех. Эти напряжения необходимо подавлять, чтобы они не перегружали выходные каскады. Последний параметр можно оценить с помощью понятия дискриминации по уровню, которая представляет собой отношение коэффициента усиления при выходном сигнале, снимаемом между анодами и входном напряжении, подведенном между сетками, к коэффициенту усиления напряжения при выходном напряжении, снимаемом между любым анодом и землей, и при входном напряжении, подводимом между замкнутыми между собой сетками и землей. При больших значениях дискриминации по уровню перегрузка выходного каскада синфазными напряжениями исключается.

Дифференциальный каскад с катодной связью показан на рис. II.13. Он представляет собой объединение катодного повторителя и усилительного каскада. Входное напряжение подается между сеткой каждой лампы и землей; выходное напряжение снимается с сопротивления анодной нагрузки второй лампы. Поскольку передача напряжения через катодный повторитель (на $Л_1$) меньше, чем через лампу $Л_2$, то при $u_1 = u_2$ на выходе будет напряжение сигнала, тогда как в идеальном вычитателе в этом случае выходное напряжение $u_2 = 0$. В схеме рис. II.13

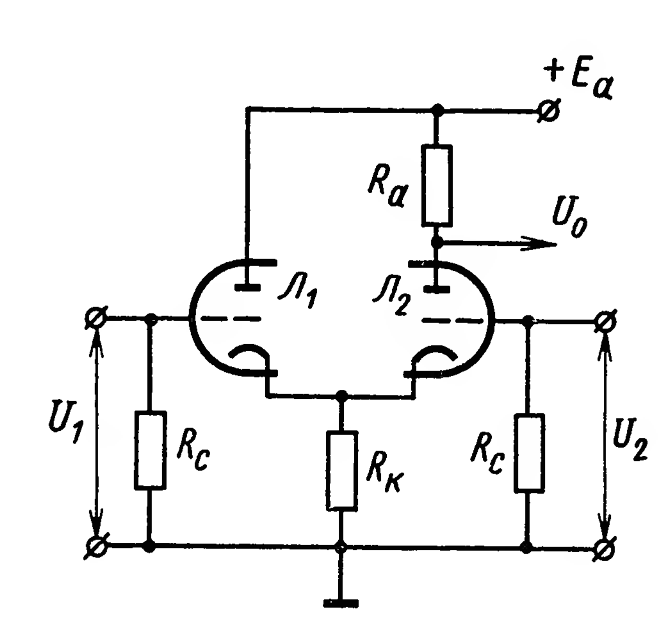


Рис. II.13. Схема дифференциального усилителя с катодной связью

$$D \approx \frac{(1+\mu) R_к}{R_i}. \qquad (II.9)$$

Следовательно, дискриминация возрастает при увеличении $R_к$. Если применяется большое $R_к$, то необходимо компенсировать падение напряжения на нем с помощью отдельного источника смещения E_c. При $R_к = 100$ кОм $E_c = 135$ В, $D = 1000$.

Другой, более простой способ увеличения дискриминации в вычитателе с катодной связью состоит в применении делителя напряжения, включенного между источником сигнала u_2 и сеткой второй лампы. С помощью этого делителя сигнал на второй вход ослабляется и усиление по каждому входу становится одинаковым.

Дифференциальный усилитель с отрицательной обратной связью по тракту синфазных напряжений. Симметричный параллельно-балансный каскад в качестве вычитателя несовершенен, поскольку его дискриминация мала (порядка 10) вследствие различия передачи напряжения по каждому входу. Этот недостаток ослабляется при использовании большого $R_к$, которое увеличивает дискриминацию до 1000. Но применять очень большие $R_к$ нельзя, так как в этом случае по-

требуется увеличивать напряжение источника питания для компенсации падения напряжения на $R_к$. Установлено, что лучший способ увеличения дискриминации состоит в применении глубокой отрицательной обратной связи по тракту синфазных напряжений.

Рис. II.14. Схема дифференциального усилителя на параллельно-балансном каскаде с ОС по тракту синфазных напряжений

Одна из таких схем показана на рис. II.14. Она представляет собой симметричный параллельно-балансный каскад на лампах $Л_1$ и $Л_2$, сопротивление автоматического смещения которого заменено анодной цепью лампы $Л_3$, предназначенной для компенсации синфазных напряжений. Между анодами $Л_1$ и $Л_2$ включен высокоомный потенциометр R, скользящий контакт которого (точка $к$) через конденсатор C присоединен к сетке $Л_3$. При увеличении входных синфазных напряжений, напряжение точки $к$ уменьшается, на сетку $Л_3$ поступает отрицательное приращение напряжения. Поэтому сопротивление анодной цепи $Л_3$ постоянному току возрастает и напряжение катодов $Л_1$ и $Л_2$ увеличивается. Таким образом создается отрицательная обратная связь по тракту синфазных напряжений. Этим методом дискриминация повышается до 5000 и выше.

Использование описанного метода и применение вычитателя с активным каскадом позволило увеличить дискриминацию до 10^8.

6. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В аналоговых вычислительных машинах, моделирующих решение дифференциальных уравнений, применяются операционные усилители (ОУ) в качестве сумматоров, интеграторов и др. [5]. В электронных операционных усилителях допустимые максимальные выходные напряжения равны $\pm$ 100 В. Поскольку эти напряжения могут быть любого знака, то, очевидно, необходимо применение двух источников анодного питания, соединенных последовательно, и заземление точки их соединения. Входное и выходное напряжения отсчитываются относительно земли. В операционном усилителе входное и выходное напряжения находятся в противофазе. Операционный усилитель выполняет математические операции и поэтому стабилизация коэффициента усиления представляет собой одно из основных требований. Стабилизация коэффициента усиления напряжения осуществляется с помощью отрицательной обратной связи. В схеме ОУ применяется параллельная ОС. Опрокидывание фазы напряжения в ОУ необходимо для возможности охвата его ОС.

Принципиальная схема ОУ и его граф показаны на рис. II.15, *а* и *б*. Из графа находим выражение для коэффициента усиления напряжения ОУ, охваченного ОС:

$$\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{-\dot{K}}{1 + \frac{Z_1}{Z_{oc}} + \frac{\dot{K}\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{oc}}} = \frac{-Z_{oc}}{\dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{K}} + \frac{\dot{Z}_{oc}}{\dot{K}}}. \quad (II.10)$$

Коэффициент усиления напряжения $\dot{K}$ собственно усилителя велик — приблизительно от тысячи до миллиона и выше (в типовых

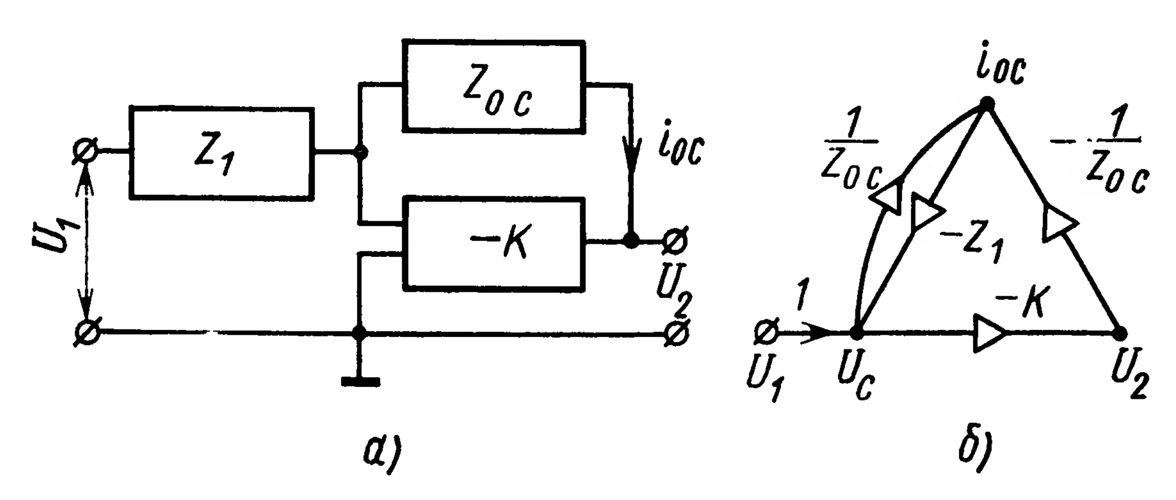


Рис. II.15. Операционный усилитель:
а — блок-схема усилителя; *б* — граф блок-схемы

ОУ аналоговых машин K порядка $(5 \div 7{,}5)\,10^4$. При большом K коэффициент

$$\dot{K}_{oc} \approx \frac{-\dot{Z}_{oc}}{\dot{Z}_1}. \quad (II.11)$$

Таким образом, передача напряжения не зависит от K, а зависит только от отношения сопротивлений $\dot{Z}_{oc}$ и $\dot{Z}_1$.

Схема простейшего операционного усилителя на двойных триодах, используемого в промышленной автоматике, приведена на рис. II.16. Для уменьшения дрейфа первый каскад (входной каскад) выполнен по дифференциальной схеме, второй — усилительный каскад без автоматического смещения и третий — выходной катодный повторитель. Коэффициент усиления по напряжению равен 700, выходное сопротивление 700 Ом, линейная область выходного напряжения $\pm$ 40 В при сопротивлении нагрузки 25 кОм. Дрейф около 1 мВ в течение 5 ч. В качестве схем межкаскадной связи применяются делители напряжения на резисторах. Они уменьшают усиление и сужают полосу пропускания. Эти недостатки устраняются, если между анодом предыду-

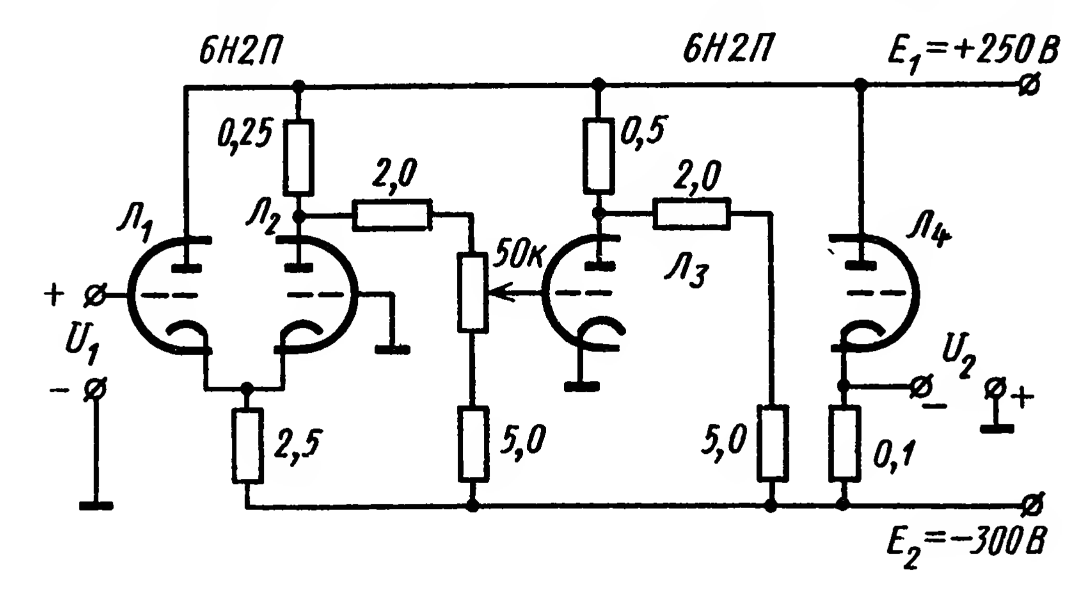


Рис. II.16. Схема простого операционного усилителя

щей лампы и сеткой последующей вместо резистора использовать в схеме делителя кремниевые стабилитроны, внутреннее сопротивление которых по переменному току мало, а по постоянному току велико.

В более точных ОУ применяются устройства, автоматически корректирующие дрейф. Такое корректирующее устройство состоит из контактного модулятора, преобразующего напряжение постоянного тока на сетке входной лампы усилителя в напряжение переменного тока. Это напряжение усиливается усилителем переменного напряжения и выпрямляется контактным демодулятором, работающим синфазно и синхронно с входным прерывателем. Напряжение, выпрямленное демодулятором, сглаживается фильтром типа RC и подается на сетку второй лампы входного дифференциального каскада с катодной связью.

В качестве источников питания операционных усилителей используются электронные стабилизаторы напряжения, обеспечивающие высокое постоянство выходного напряжения и, что не менее важно, имеющие малое выходное сопротивление. Это обеспечивает устойчивую работу многих усилителей, присоединенных к одному и тому же источнику питания.

7. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Усилители напряжения. В усилителях напряжения переменного тока цепи межкаскадной связи представляют собой делители напряжения, которые состоят из последовательно включенных емкостей и резисторов. Выходное напряжение делителя снимается с этого резистора. Через последовательно включенную емкость не может пройти постоянный ток. Поэтому усилитель переменного тока не имеет дрейфа.

Если резисторная нагрузка присоединяется последовательно в анодной цепи выходного каскада усилителя переменного тока, то в этом каскаде есть дрейф, но его величина незначительна по сравнению с величиной сигнала напряжения переменного тока, который усилен предыдущими каскадами.

Усилитель переменного напряжения не может усиливать дрейф, но он не может усиливать и напряжение сигнала постоянного тока.

Типовая схема усилительного каскада напряжения переменного тока показана на рис. II.17, *а*. Обычно $R_а/R_i = 2 \div 5$ для триодов, а для пентодов $R_а/R_i = 0{,}1 \div 0{,}2$. Для того чтобы сопротивление автоматического смещения не уменьшало бы усиление, параллельно $R_к$ включается большая емкость $C_к$, которая выбирается из условия $C_к R_к \geqslant 5T$, где T — наибольший период напряжения сигнала. Сопротивление $R_к$ выбирается так, чтобы падение напряжения на нем образовало напряжение смещения сетки, равное приблизительно половине напряжения отсечки, т. е. $\frac{E_а}{\mu}$. Из графа (рис. II.17, *б*) схемы усилительного каскада переменного напряжения (без учета

входной цепи) комплексный коэффициент усиления напряжения

$$K_U(s) = \frac{U_2(S)}{U_1(S)} = \frac{-SsC_1}{(g_a+g_i)(sC_1)+(g_c+sC_0)(g_a+g_i+sC_1)}. \quad (II.12)$$

На средних частотах реактивное сопротивление последовательно включенного конденсатора C_1 межкаскадной связи несущественно,

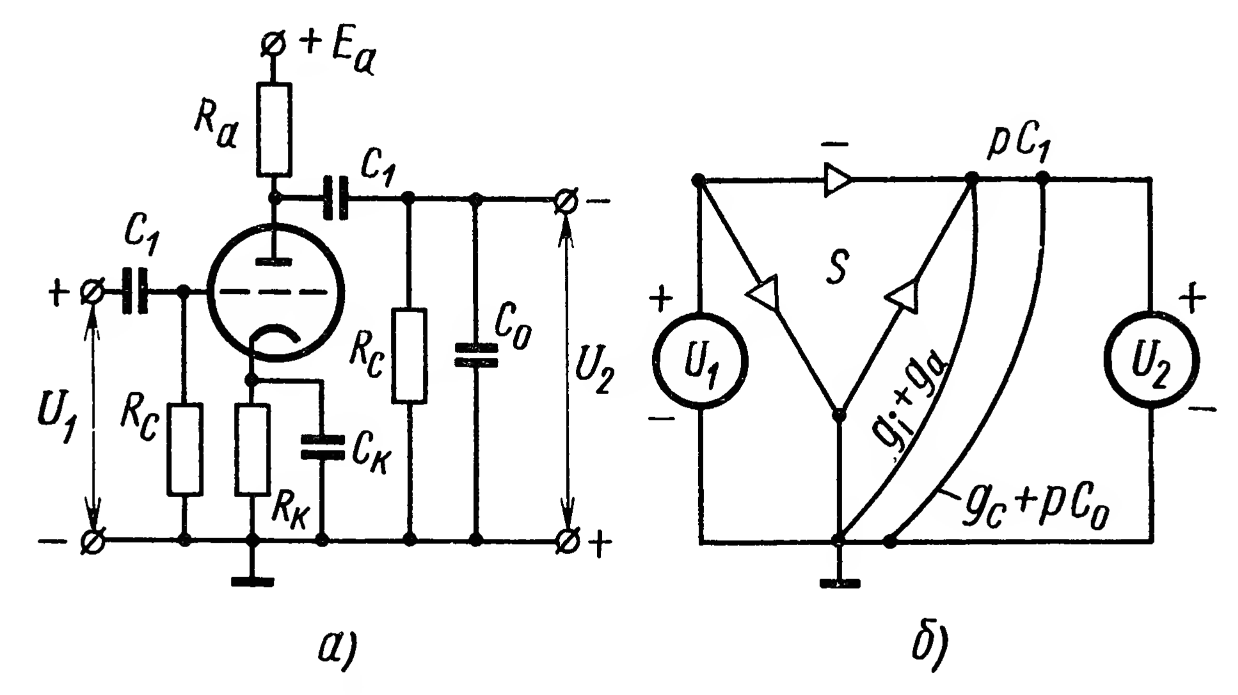


Рис. II.17. Усилительный каскад напряжения переменного тока:

а — схема каскада; *б* — граф схемы

а реактивное сопротивление параллельно включенной паразитной емкости на выходе каскада значительно. Отсюда

$$K_0 = \frac{-S}{g_a+g_i+g_c} = \frac{-\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}+\frac{R_i}{R_c}}. \quad (II.13)$$

Передачу напряжения можно выразить в форме, удобной для практических расчетов:

$$K_U(s) = \frac{K_a}{1+s\tau_в+\frac{1}{s\tau_н}}, \quad (II.14)$$

здесь

$$\tau_н = \left(\frac{R_aR_i}{R_a+R_i}+R_c\right)C_1 \approx C_1R_c;$$

$\tau_н$ — постоянная времени каскада для низких частот;
$\tau_в$ — постоянная времени каскада для высоких частот:

$$\tau_в = \frac{R_aR_iR_cC_0}{R_aR_i+R_aR_c+R_iR_c} = R_{экв}C_0,$$

где C_0 — выходная емкость каскада;

$$C_0 = C_{ак_1}+C_{ск_2}+C_{ac_2}(1+K_2)+C_м,$$

здесь $C_{ак}$ — емкость между анодом и катодом;
$C_{ск}$ — емкость между сеткой и катодом;
$C_{ас}$ — емкость между анодом и сеткой;
$C_м$ — емкость монтажа.

На низких частотах можно пренебречь влиянием емкости C_0, поэтому комплексный коэффициент передачи напряжения низкой частоты

$$K_н(s)=\frac{K_0}{1+\frac{1}{s\tau_н}}; \qquad (II.15)$$

модуль этого коэффициента

$$|K_н|=\frac{K_0}{\sqrt{1+\frac{1}{(\omega\tau_н)^2}}}. \qquad (II.16)$$

Угол сдвига фазы выходного напряжения сигнала относительно входного, вносимый межкаскадным делителем напряжения типа $C_1R_с$, определим из выражения

$$\operatorname{tg}\varphi_н=\frac{1}{\omega\tau_н}. \qquad (II.17)$$

Нижнюю граничную частоту полосы пропускания, или частоту отсечки, определим по формуле

$$f_н=\frac{1}{2\Pi\tau_н}. \qquad (II.18)$$

На высоких частотах комплексный коэффициент усиления напряжения и модуль этого коэффициента соответственно равны:

$$K_в(s)=\frac{K_0}{1+s\tau_в}; \qquad (II.19)$$

$$|K_в|=\frac{K_0}{\sqrt{(1+\omega\tau_в)^2}}. \qquad (II.20)$$

При этом верхняя частота отсечки

$$f_в=\frac{1}{2\pi\tau_в}, \qquad (II.21)$$

а угол сдвига фазы, вносимый емкостью C_0,

$$\operatorname{tg}\varphi_в=-\omega\tau_в. \qquad (II.22)$$

Прохождение импульсов через усилительный каскад типа RC. При ступенчатом входном напряжении u_1 выходное напряжение u_2 нарастает по экспоненциальному закону $u_2=-Ku_1(1-e^{-t/\tau_в})$. Время фронта $t_ф$ отсчитывается между t_1 и t_2, где t_1 — момент времени, когда выходное напряжение $u_2=0{,}1$ относительно его асимптотического значения, а t_2 — момент времени, когда $u_2=0{,}9$ также относительно его асимптотического значения. Если принять величину асимптоты за 1, то

$$t_ф=2{,}2\tau_в=\frac{0{,}35}{f_в}. \qquad (II.23)$$

В многокаскадном усилителе

$$t_{ф\,общ}=\sqrt{t_{ф1}^2+t_{ф2}^2+\ldots+t_{фn}^2}. \qquad (II.24)$$

Если длительность усиливаемого импульса превышает постоянную времени высших частот $\tau_в$, то наблюдается уменьшение выходного напряжения. Обычно длительность импульса T много меньше $\tau_н$. При этом условии выходное напряжение уменьшается по закону прямой. Величина спада оценивается в момент окончания импульса и выражается в процентах относительно величины импульса выходного напряжения в момент его начала

$$d\% = \frac{\Delta u_2}{u_2} = \frac{T}{\tau_н} 100. \qquad (II.25)$$

В многокаскадном усилителе общий спад равен сумме спадов всех усилительных каскадов.

Усилители мощности переменного тока. В следящих системах и других устройствах автоматического управления выходной каскад работает усилителем мощности, нагрузкой

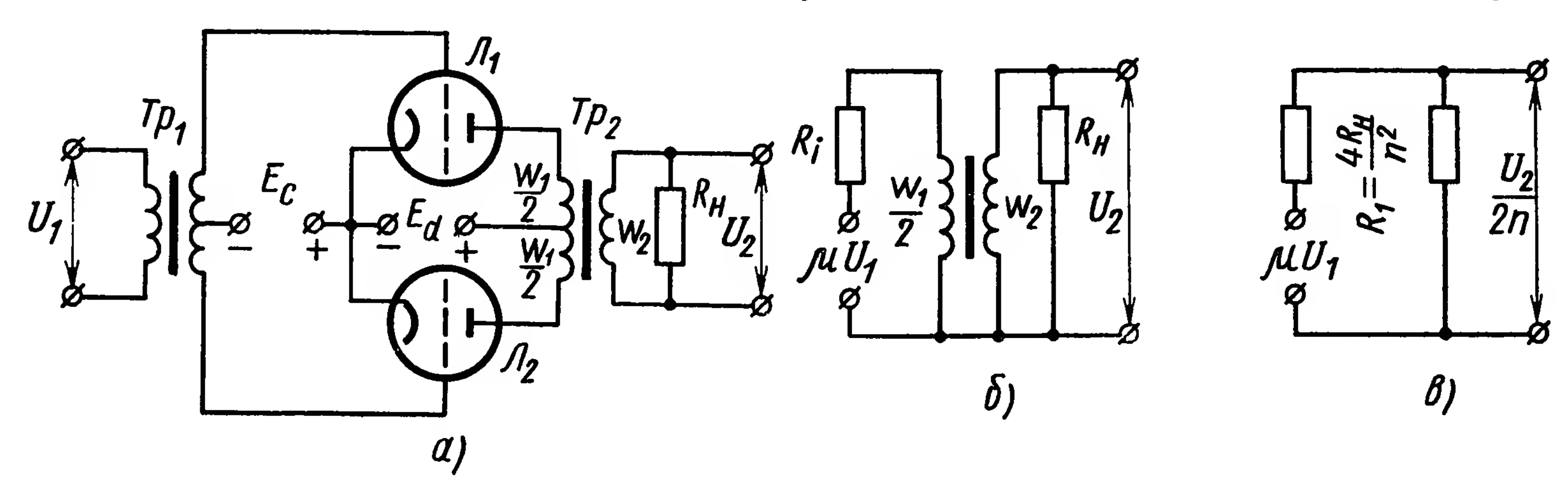


Рис. II.18. Каскад класса В и его эквивалентные схемы

которого могут служить обмотки реле, магнитного усилителя, магнитной муфты, электромашинного усилителя, возбуждения электродвигателя.

В усилителях мощности в большинстве случаев электронные лампы работают в классе В. Отрицательное напряжение смещения подано на сетки обеих ламп (рис. II.18, *а* — *б*), оно приблизительно равно величине напряжения отсечки. Таким образом, при отсутствии входного сигнала анодные токи обеих ламп малы. При появлении входного напряжения открывается лампа, на сетку которой поступает положительное напряжение сигнала, и запирается другая лампа, так как на ее сетку поступает отрицательное напряжение. В течение следующего полупериода напряжения сигнала открытая до этого лампа запирается, а закрытая — отпирается. В режиме максимальной чувствительности по мощности сопротивление лампы равно приведенному сопротивлению нагрузки

$$R_i = R'_н \frac{R_н}{\left(\frac{w_н}{0{,}5w_1}\right)^2} = \frac{R_н}{4n^2}; \qquad (II.26)$$

отсюда находим коэффициент трансформации выходного трансформатора (с учетом его к. п. д. $\eta_т$)

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_н}{R_i \eta_т}}. \qquad (II.27)$$

Выходная мощность каскада на триодах, работающего в режиме класса В

$$P_{\text{вых}} \approx 4{,}94 i^2_{\text{а средн}} R_{\text{а}}, \qquad (II.28)$$

где $i_{\text{а средн}}$ — средний ток каждого триода,

$$i_{\text{а средн}} = \frac{i_{\text{ат}}}{\pi};$$

$R_{\text{а}}$ — сопротивление нагрузки, приведенное к половине первичной обмотки трансформатора.

Поскольку в отсутствии входного сигнала лампы почти не проводят ток, то к. п. д. в классе В порядка 60%.

Недостаток режима класса — ток источника анодного питания зависит от мгновенного значения сигнала. Отсюда вытекает требование — внутреннее сопротивление источника анодного питания должно быть мало. Нелинейные искажения в режиме класса В велики.

8. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ИОННОГО (ТИРАТРОННОГО) УСИЛИТЕЛЯ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРАТРОНОМ

Наибольшее распространение в настоящее время имеют два типа управляемых ионных приборов: тиратроны и ртутные вентили. Тиратроны являются приборами несамостоятельного разряда — в них эмиссия электронов с катода происходит за счет его разогрева до высокой температуры. Ртутные вентили относят к приборам с самостоятельным разрядом — в них эмиссия электронов поддерживается за счет ионной бомбардировки электрода, вызываемой приложенным напряжением. Обычно у таких вентилей катод является жидким, источником электронов служит раскаленное «катодное пятно», поддерживаемое постоянно горячей дугой возбуждения (в экситронах) или возникающее в каждый проводящий полупериод (в игнитронах).

Заполняются ионные приборы парами ртути или инертного газа (аргона, неона) при низком давлении от 10^{-1} до 10^{-4} мм рт. ст.

Ионный прибор по своему принципу действия является релейным элементом, характеризующимся двумя устойчивыми состояниями — проводящим и непроводящим. Для зажигания его необходимы: начальная ионизация (или подготовительный разряд), достаточно большое положительное напряжение между анодом и катодом и напряжение на сетке, превышающее некоторый критический уровень. В проводящем состоянии параметры выходного сигнала тиратрона не зависят ни от параметров входного сигнала, ни от использовавшегося способа управления зажиганием (изменением анодного или сеточного напряжения).

Падение напряжения на горящем тиратроне почти не зависит от величины проходящего по нему тока и составляет всего 10 — 30 В. Такое малое напряжение выгодно отличает тиратрон от элект-

ронной лампы, на которой обычно падает напряжение, в 3—4 раза большее.

Поскольку схемы и системы с мощными ионными приборами исчерпывающе описаны в литературе [2,6], здесь мы остановимся только на рассмотрении тиратронных усилителей.

Основные параметры тиратронов с нагреваемым катодом отечественного производства приведены в табл. II.2.

Таблица II.2

Характеристики некоторых тиратронов

Тип тиратрона	Средний анодный ток, А	Допустимый ток, А	Допустимое напряжение, кВ		Падение напряжения на тиратроне, В не менее	Напряжение накала, В	Ток накала, А
			прямое	обратное			
ТГ1Б	0,02	0,12	0,24	0,24	20	6,3	0,225
ТГ1-0,02/0,5	0,02	0,12	0,5	0,5	16	6,3	0,15
ТГ1-0,1/0,3	0,075	0,3	0,3	0,3	22	6,3	0,6
ТГ1-0,1/1,3	0,1	0,5	0,65	1,3	11	6,3	0,6
ТГ1-0,3/1,3	0,3	0,8	0,65	1,3	11	6,3	0,95
ТГ2-0,1/1,3	0,1	0,5	0,1	1,3	11	6,3	0,5
ТГ3-0,1-1,3	0,1	0,5	0,65	1,3	11	6,3	0,6
ТР1-5/2	5	15	2	2	18	5	15
ТР1-6/15	6,5	20	15	15	18	5	23
ТР1-15/15	15	47	15	15	20	5	40
ТР1-40/15	40	120	15	15	20	5	68
ТР1-85/15	85	300	15	15	20	5	130
ТР2-40/14	40	120	15	15	20	5	55
ТР2-85/15	85	250	15	15	20	5	130

Примечание. Тиратроны типов: ТГ — имеют газовое наполнение; ТР — ртутное; ТР1 — со стеклянным корпусом; ТР2 — с цельнометаллическим корпусом.

Анодное напряжение можно включать только после полного прогрева катода. Время прогрева для тиратронов типа ТГ 1—2 мин, а для типа ТР не менее 30—40 мин. В цепи анода тиратрона обязательно должно быть включено достаточно большое сопротивление, ограничивающее величину анодного тока. При отсутствии этого сопротивления после зажигания тиратрона все напряжение источника окажется приложенным только к нему и в результате дугового разряда тиратрон сгорит. В цепь управляющей сетки должен быть включен резистор, ограничивающий сеточные токи. Для тиратронов типа ТГ сопротивление резистора несколько сот кОм (до 300 кОм), для типа ТР — около 5 кОм от источника постоянного тока. Питание анодной цепи тиратрона от источника переменного тока позволяет управлять средним анодным током с помощью постоянного или переменного сеточного напряжения. В обоих случаях в момент $t_з$ тират-

рон зажигается при определенном соотношении между анодным и сеточным напряжениями (рис. II.19). Анодный ток тиратрона течет до момента гашения $t_г$, когда напряжение на аноде становится меньше напряжения горения $U_т$, а в отрицательный полупериод ток отсутствует. Характеристика зажигания тиратрона $U_з(\omega t)$ при питании его анодной цепи переменным током может быть построена при использовании кривой критических сеточных потенциалов $U_{кр}(U_а)$ для случая питания анодной и сеточной цепей постоянным током. Форма характеристики зависит от вида кривой $U_{кр}(U_а)$ и определяется уровнем анодного напряжения $U_а(\omega t)$.

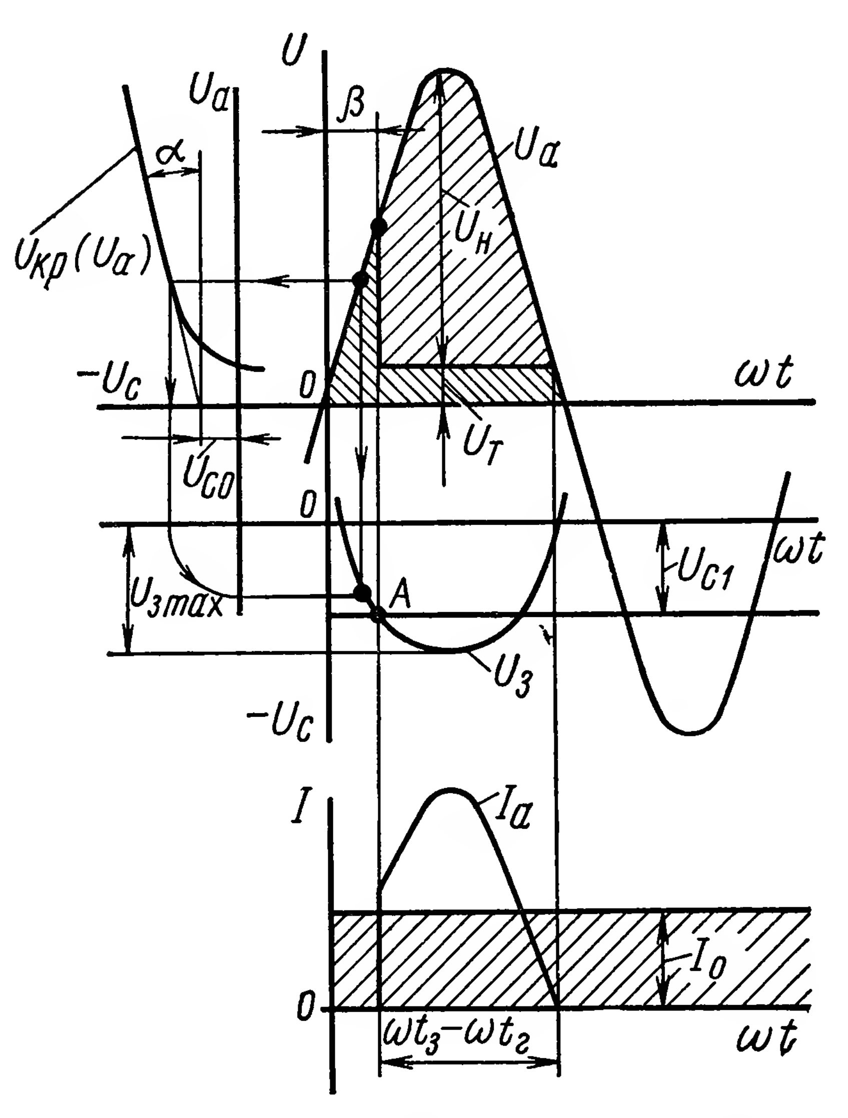


Рис. II.19. Построение кривой изменения анодного тока тиратрона

При приложении к сетке тиратрона постоянного напряжения, превышающего величину $-U_{з\,max}$ тиратрон не зажигается. При сеточном напряжении, например, $-U_{с1}$ момент зажигания тиратрона соответствует точке A пересечения линии потенциала на сетке с кривой зажигания. В проводящий полупериод при активной нагрузке R анодный ток изменяется так, как это показано на рис. II.19.

Среднее значение анодного тока при условии, что $\omega t_г = \arcsin \frac{U_т}{U_m}$

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\beta}^{\pi} I_а d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\beta}^{\pi} \frac{U_m \sin \omega t - U_т}{R} d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi R}\left(1 - \cos\theta + \frac{U_т}{U_m}\theta\right). \qquad (II.29)$$

где $\omega t_г - \omega t_з \approx \pi - \omega t_з = \theta$ — угол горения тиратрона.

Это выражение можно упростить, если учесть, что падение напряжения $U_т$ между анодом и катодом проводящего тиратрона значительно меньше амплитудного значения напряжения источника:

$$I_0 \approx \frac{U_m}{2\pi R}(1 - \cos\theta) = \frac{U_m}{2\pi R}(1 + \cos\beta). \qquad (II.30)$$

Изменяя величину отрицательного потенциала на сетке в пределах от 0 до $-U_{з\,max}$, можно менять угол зажигания (отсечки) тиратрона $\beta = \omega t_з$ в пределах от нескольких градусов почти до $\pi/2$, а следовательно, и величину среднего анодного тока в пределах от $I_{0\,max} \approx \frac{U_m}{\pi R}$ до $I_{0\,min} \approx \frac{U_m}{2\pi R}$.

Угол зажигания тиратрона при заданном напряжении $U_с$ может быть определен из уравнения кривой критических потенциалов $U_{кр}$ ($U_а$):

$$\beta = \arcsin \frac{U_с - U_{с0}}{U_{am} \operatorname{tg} \alpha}, \qquad (II.31)$$

где $U_{с0}$ и α находятся графически (рис. II.19).

Основной недостаток способа управления средним током I_0 тиратрона при питании его анодной цепи переменным напряжением (при постоянном управляющем напряжении на сетке) заключается в малом диапазоне регулирования, ограниченном всего лишь первой четвертью периода. В этом случае возможно уменьшение величины тока от 100% до 50%.

Возможно управление тиратроном со стороны анодной цепи путем изменения величины переменного напряжения источника питания. Однако данный метод связан с необходимостью регулирования больших токов и высоких напряжений. Поэтому он используется крайне редко.

Широкие возможности для управления тиратроном открывают методы, основанные на подаче в его анодную и сеточную цепи напряжений переменного тока одной частоты. При этом угол зажигания зависит не только от амплитудного значения сеточного напряжения, но и от фазы его относительно фазы анодного напряжения.

При амплитудном методе управления (рис. II.20) необходимо выбрать наивыгоднейший угол сдвига фаз φ_0, обеспечивающий наибольший диапазон регулирования тока. Целесообразно значение φ_0 брать в пределах от 90 до 160°, оптимальное значение $\varphi_{0\,опт} = 150°$. При условии, что $U_{с\ min} > U_{з\ max}$, диапазон регулирования среднего значения анодного тока тиратрона при амплитудном методе управления составляет 100 ÷ 25% по отношению к I_{0max}. Здесь, таким образом, достигается четырехкратное изменение тока.

При фазовом методе, управляя сдвигом фазы φ при постоянном амплитудном значении $U_с$ (ωt), можно изменять угол β в пределах почти всего положительного полупериода (рис. II.20, *б*). Регулирование среднего значения анодного тока обеспечивается в пределах от 100% до нуля.

Нередко оба метода объединяют. При использовании амплитудно-фазового метода управления тиратроном анодный ток его регулируется изменением фазы сеточного напряжения при постоянной амплитуде и наоборот.

Рассмотрение кривых, поясняющих методы амплитудного и фазового управления тиратроном (рис. II.20, *а* и *б*), показывает, что четкое зажигание тиратрона может быть получено при условии, если амплитуда сеточного напряжения значительно выше максимума кривой зажигания. Однако этого условия недостаточно. Выше отмечалось, что характеристики тиратронов нестабильны, поэтому вместо кривой $U_з$ (ωt) тиратрон характеризуется некоторой областью зажигания (на рис. II.20, *в* эта область заштрихована). В результате неопреде-

ленность момента зажигания тиратрона, связанная с пологостью управляющего сеточного напряжения, усугубляется еще и неоднозначностью, из-за наличия пусковой области между β_1' и β_1'' (рис. II.20, *в*). Избежать этих недостатков можно, если вместо управляющего напряжения синусоидальной формы использовать напряжение, представляющее собой сумму импульсного напряжения с кру-

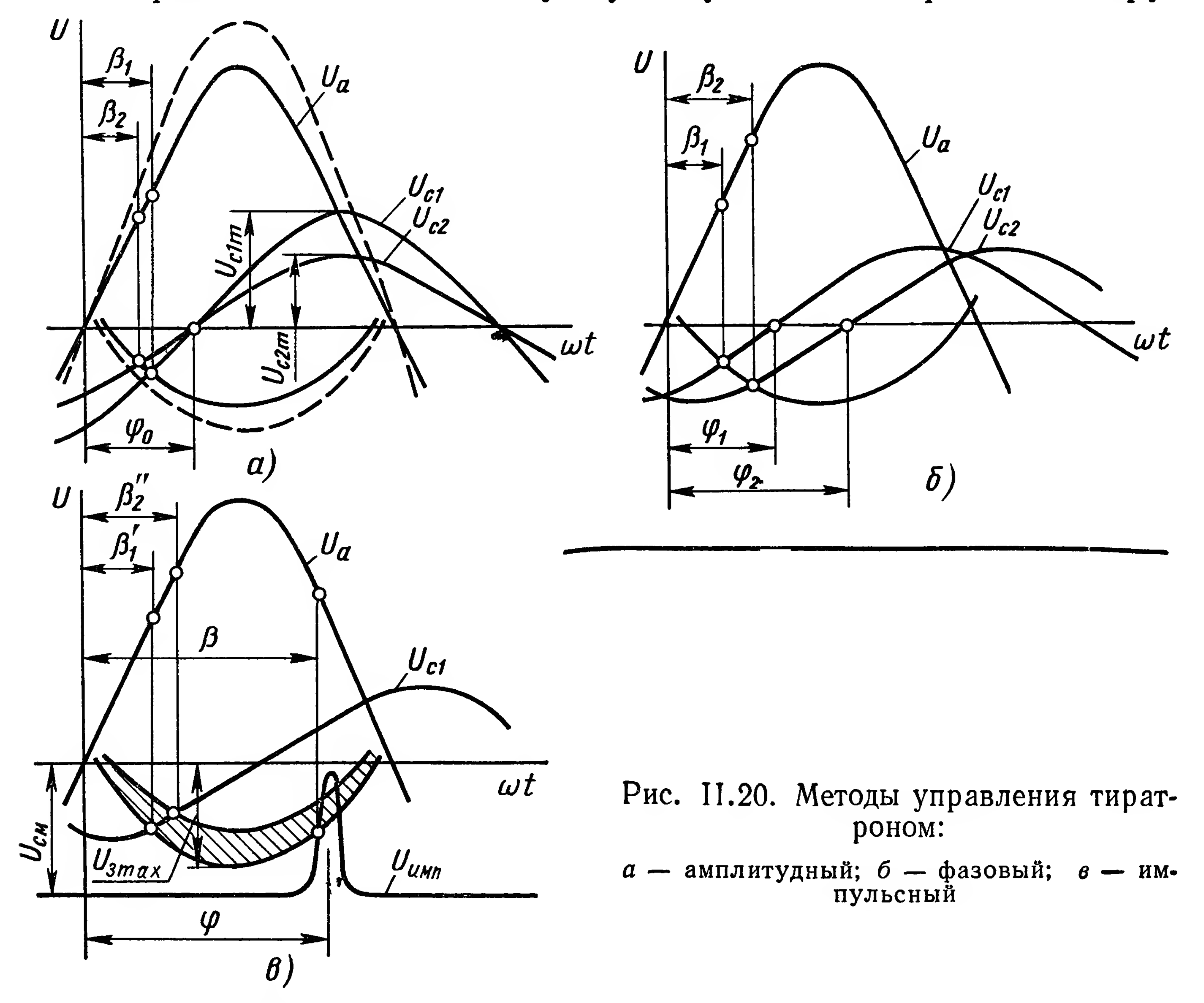


Рис. II.20. Методы управления тиратроном:

а — амплитудный; *б* — фазовый; *в* — импульсный

тым передним фронтом и отрицательного смещающего напряжения, т. е.

$$U_c(\omega t) = U_{имп}(\omega t) - U_{см}, \qquad (II.32)$$

причем должно быть $|U_{см}| > U_{з\,max}$ (см. рис. II.20, *в*).

В этом случае ширина пусковой зоны не имеет значения, так как точки пересечения кривой управляющего напряжения при крутизне переднего фронта не менее 40 — 50 В/эл. град со всеми возможными кривыми зажигания смещаются практически по вертикали и момент зажигания тиратрона сохраняется неизменным. Такой метод управления тиратроном называют импульсным. Здесь при неизменном значении $U_{см}$ и неизменной амплитуде $U_{имп}(\omega t)$ угол зажигания β меняется смещением импульсного напряжения $U_{имп}(\omega t)$ относительно анодного напряжения $U_a(\omega t)$ по фазе. Напряжение смещения — $U_{см}$ должно надежно запирать тиратрон при отсутствии импульса. Главное требование, предъявляемое к импульсу, — достаточная крутизна переднего фронта.

9. ФОРМИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

В качестве простейшего фазорегулятора может быть использован заторможенный асинхронный электродвигатель, статор которого питается от того же источника, что и анодная цепь тиратрона, а с ротора снимается напряжение, фаза которого определяется его угловым положением. Отечественная промышленность выпускает индукционные фазорегуляторы типов ФР и МАФ [2]. Такой же эффект можно получить на сельсине при питании его трехфазной обмотки через резисторы от трехфазной сети (рис. II.21, *а*).

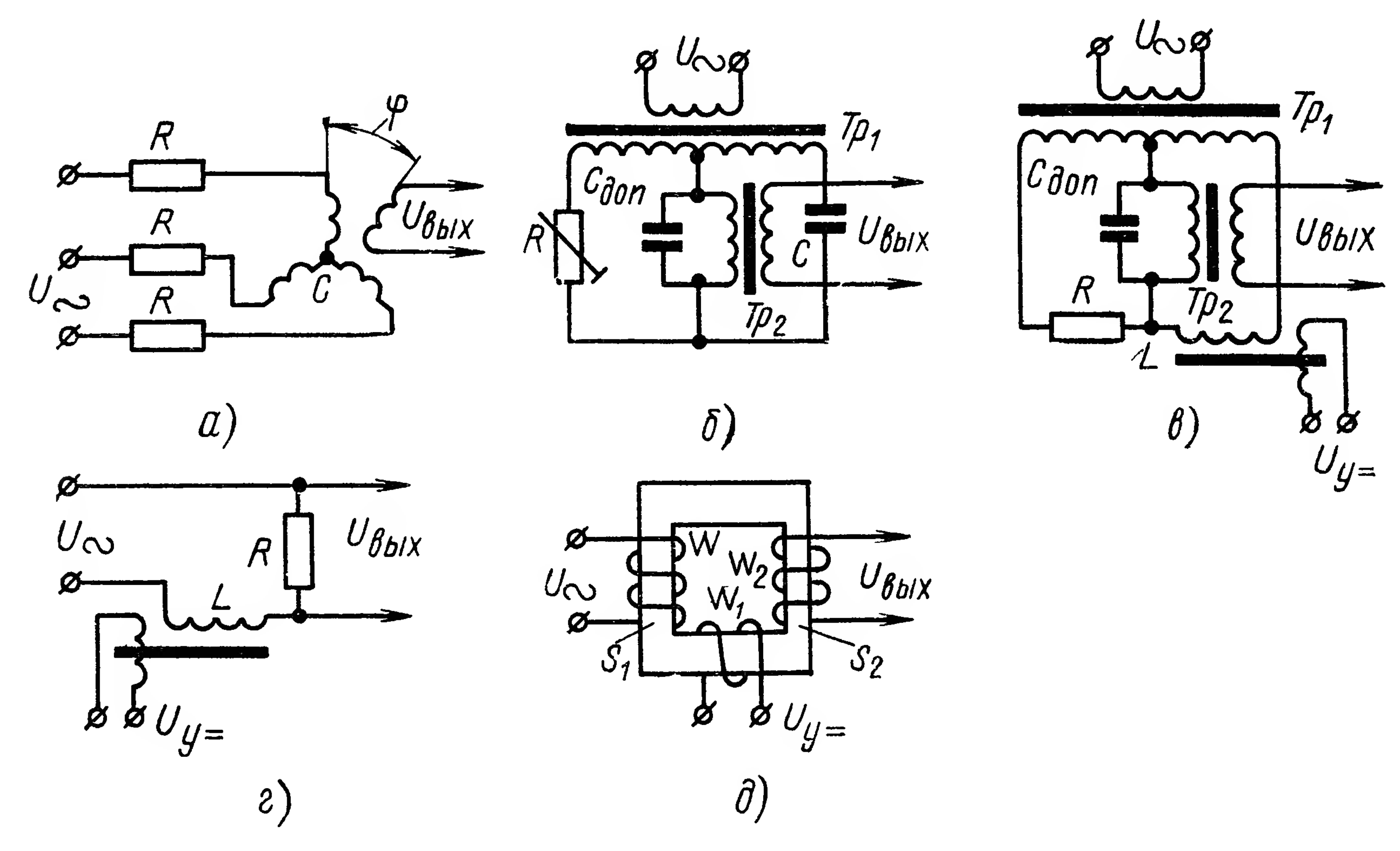


Рис. II.21. Схемы фазосдвигающих элементов:

а — индукционный на базе сельсина; *б* — мостовой *RC*-фазосдвигающий элемент; *в* — мостовой *LR*-фазосдвигающий элемент; *г* — фазосдвигающий элемент на базе дросселя насыщения; *д* — фазосдвигающий элемент на базе пик-трансформатора

Более удобны в эксплуатации статические фазорегуляторы мостового типа. Два плеча моста являются вторичными обмотками трансформатора, а два других составлены из активного (резистор *R*) и реактивного (конденсатор *C* или индуктивность *L*) элементов, как показано на рис. II.21, *б* и *в*. Изменение фазы выходного напряжения $U_{вых}$ по отношению к фазе напряжения на вторичной обмотке трансформатора U_2 достигается изменением величины сопротивления резистора или реактивного элемента.

Пример смещения фазы выходного напряжения путем подмагничивания постоянным током дросселя насыщения *L* показан на рис. II.21, *в*. Эта схема обеспечивает сдвиг до 140 — 160°. Векторная диаграмма для моста такого типа без учета влияния нагрузки показана на рис. II.22, *а*. Из нее следует, что получаемый сдвиг фазы

$$\varphi \approx 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}. \qquad (II.33)$$

Для сохранения постоянной величины напряжений на выходной диагонали моста при изменении фазы реактивная составляющая тока нагрузки компенсируется с помощью конденсатора $C_{доп}$, шунтирующего нагрузку (первичную обмотку $Тр_2$), а напряжения вторичной цепи трансформатора $Тр_1$ должны быть неравными, т. е.

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{R}{R_{дк}}, \qquad (II.34)$$

где $R_{д\,к} \approx \frac{w^2L^2}{R_д}$ — активное сопротивление диагонали с компенсирующим конденсатором, а $R_д$ — сопротивление диагонали до компенсации.

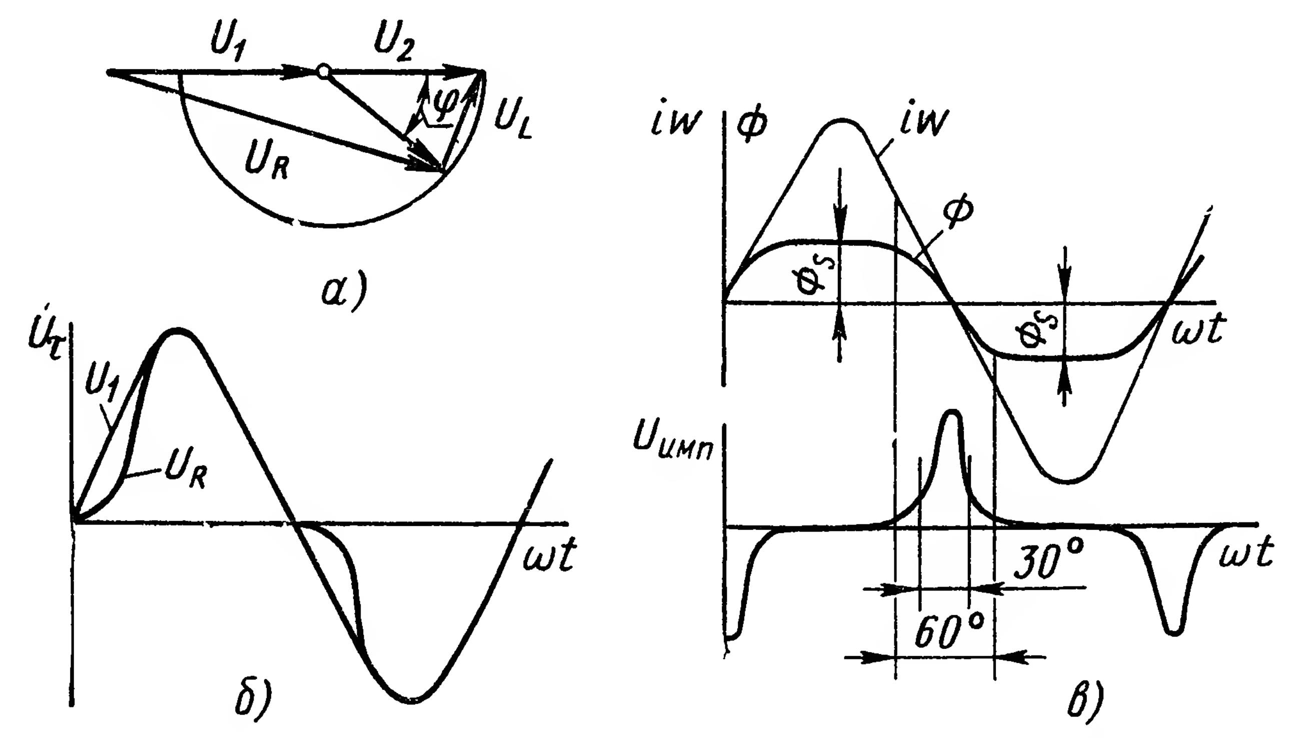


Рис. II.22. Кривые, поясняющие работу фазосдвигающих элементов:

а — мостового элемента; *б* — на базе дросселя насыщения; *в* — на базе пик-трансформатора

С помощью цепи, составленной из дросселя насыщения и активного сопротивления (рис. II. 21, *г*), можно получить кривую напряжения с крутонарастающим передним фронтом. Сердечник дросселя должен быть изготовлен из материала с высокой магнитной проницаемостью и резко выраженной нелинейностью кривой намагничивания. После достаточно быстрого насыщения дросселя (это время зависит от величины управляющего напряжения постоянного тока $U_у$) практически все напряжение источника U оказывается приложенным к резистору R. Крутизна нарастания напряжения зависит от материала сердечника, а ширина импульса по оси ωt связана с параметрами дросселя следующим соотношением:

$$wS = \frac{10^8 U_m}{B_s \omega} \cos^2 \frac{\tau}{2}, \qquad (II.35)$$

где w — число витков обмотки дросселя; S — сечение магнитопровода; U_m — амплитудное значение напряжения U; B_s — индукция насыщения дросселя; τ — ширина импульса.

Форма изменения напряжения в цепи с дросселем насыщения показана на рис. II.22, *б*.

Импульсное напряжение $U_{имп}$ (ωt), необходимое для импульсного управления тиратроном (см. рис. II.20, *в*), получают с помощью пик-трансформатора (см. рис. II.21, *д*). Пик-трансформатор представляет собой сердечник переменного сечения, причем выходная обмотка располагается на участке с малым сечением S_2. Синусоидальный ток создает в сердечнике поток Ф, который сначала следует за изменением намагничивающей силы iw (рис. II.22, *в*), а затем, после быстрого насыщения сердечника на участке с сечением S_2, остается неизменным на уровне Φ_s. В результате форма изменения потока Ф (ωt) приобретает трапецеидальную форму, поэтому напряжение на выходной обмотке w_2 существует только в промежутки времени, соответствующие изменению потока Ф, и имеет импульсную форму $U_{имп}$ (ωt). Ширина импульсов у основания 60°, а на рабочем уровне, устанавливаемом с помощью смещающего напряжения $U_{см}$ (см. рис. II.20, *в*), уменьшается до 30°. Подмагничивание сердечника пик-трансформатора постоянным током прямой или обратной полярности, подаваемым в управляющую обмотку w_1 (см. рис. II.21, *д*), позволяет в небольших пределах изменять фазу импульсов выходного напряжения. Наиболее эффективно это смещение проявляется при питании пик-трансформатора не синусоидальным напряжением, а напряжением треугольной формы, которое можно получить путем включения последовательно с первичной обмоткой пик-трансформатора дросселя с частично насыщенным сердечником.

При импульсном управлении тиратроном следует принимать во внимание допустимые параметры отпирающего импульса.

Максимальное и минимальное значения угла зажигания в реверсивных многофазных схемах ограничиваются двумя величинами: углом горения тиратрона γ после зажигания последующего и углом деионизации δ предыдущего, определяемого временем восстановления сеткой запирающих свойств после гашения тиратрона (обычно $\delta = 10 \div 12$ эл. град):

$$\left.\begin{aligned} \beta_{max} &= \pi - \delta; \\ \beta_{min} &= \gamma + \delta. \end{aligned}\right\} \qquad (II.36)$$

Из выражений (11.36) следует, что максимальный диапазон регулирования определяется формулой

$$\Delta\beta_{max} = \beta_{max} - \beta_{min}. \qquad (II.37)$$

После зажигания тиратрона на сетке относительно катода устанавливается небольшой положительный потенциал $U_{ск}$, в результате чего в сеточной цепи появляется ток. Для его ограничения в цепь сетки включается резистор $R_с$.

Максимально допустимое значение амплитуды сеточного тока $I_{с\,max}$ связано с $U_{ск}$ и с другими параметрами сеточной цепи следующим выражением:

$$I_{с\,max} = \frac{\xi U_{имп\,m} - U_{см} - U_{ск}}{R_с + R_u}, \qquad (II.38)$$

где $U_{имп\,m}$ — амплитуда сеточного импульса; ξ — коэффициент,

учитывающий падение напряжения в цепи после зажигания тиратрона; R_u — внутреннее сопротивление источника запирающего напряжения $U_{\text{см}}$.

В большинстве случаев вследствие малости напряжением $U_{\text{ск}}$ можно пренебречь. Так как $R_{\text{c}} \gg R_u$, последнее также может не учитываться.

По описанным выше методам управления тиратронами проектируются реверсивные и многофазные (трех-, шести- и двенадцатифазные) схемы.

10. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМ ТИРАТРОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Самым простым из тиратронных усилителей является такой, в котором используется один тиратрон (или одна группа включенных параллельно тиратронов), с помощью которого ток в якоре электродвигателя регулируется плавно, а реверс осуществляется переключением контактов *В* («вперед») и *Н* («назад») реверсора (рис. II.23, *а*).

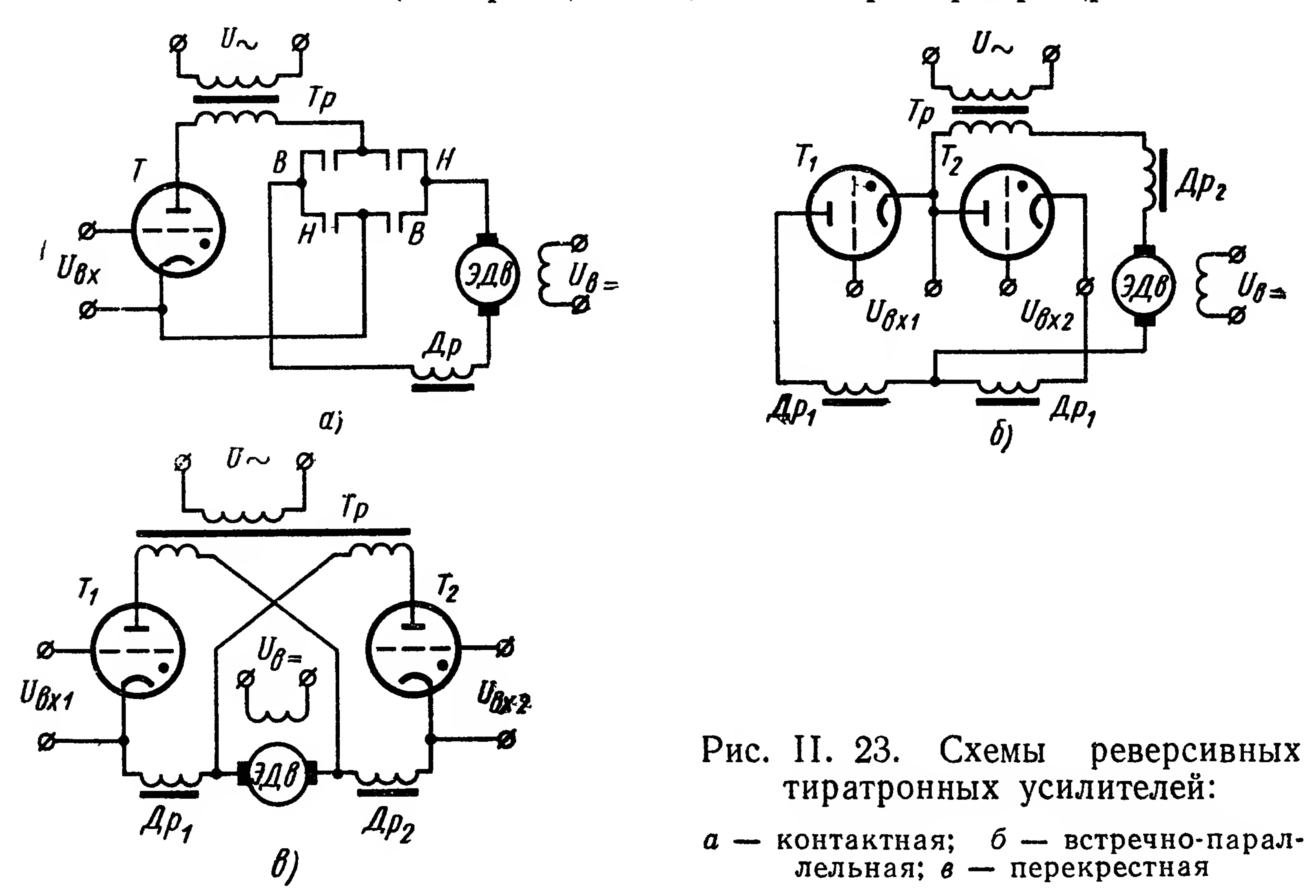


Рис. II. 23. Схемы реверсивных тиратронных усилителей:

а — контактная; *б* — встречно-параллельная; *в* — перекрестная

Обмотка возбуждения электродвигателя получает питание от отдельного нерегулируемого выпрямителя. Схема эта отличается простотой, но характеризуется наличием интервала времени, в течение которого при переключении контактов *В* — *Н* ток в якоре электродвигателя отсутствует. Для уменьшения этого интервала выбирают контактор с хорошим быстродействием и большой механической долговечностью контактов (обычно схема работает без коммутации тока, так как тиратроны отпираются только после переброса контактов).

Другая схема состоит из двух тиратронов (или двух групп), каждый на свое направление тока. Включаются тиратроны по встреч-

но-параллельной (рис. II.23, *б*) или перекрестной (рис. II.23, *в*) схеме. Обмотка возбуждения получает питание от отдельного нерегулируемого выпрямителя. Эти схемы характеризуются непрерывностью тока в якоре электродвигателя при реверсе и максимальным быстродействием. Если сравнивать эти схемы, то оказывается, что для встречно-параллельной схемы необходимая мощность трансформатора на 15—20% меньше, чем для схемы перекрестной. Кроме того, у встречно-параллельной схемы сложнее сеточные цепи.

Известны также схемы усилителей, в которых якорь электродвигателя получает питание от нерегулируемого выпрямителя, а обмотки возбуждения — от тиратронного усилителя, осуществленного по встречно-параллельной или перекрестной схемам.

Регулирование скорости электродвигателя постоянного тока от тиратронного усилителя во многом отличается от регулирования по системе Г — Д. Если в системе Г — Д между электродвигателем и генератором есть упругая взаимосвязь,то в системе ионного привода из-за униполярной проводимости тиратрона генераторный режим электродвигателя невозможен. Форсировка управляющего сигнала может вызвать недопустимую скорость нарастания тока в якорной цепи и чрезмерные ускорения привода. Резкое уменьшение нагрузки также неблагоприятно сказывается на работе привода. Особенность ионного привода и в том, что пульсации выпрямленного напряжения порождают вибрации и шумы. Одной из мер борьбы с этими недостатками является включение в цепь тока якоря сглаживающих дросселей (см. рис. II. 23). Однако это ведет к усугублению другого недостатка — повышению инерционности привода. В приводах малой и средней мощности обычно применяют трехфазные схемы преобразования, в мощных приводах используют преимущественно шестифазные, а иногда и двенадцатифазные. Многофазные системы позволяют также осуществлять ионный привод и тогда, когда мощность одиночного ионного прибора оказывается недостаточной для управления заданным электродвигателем.

При расчете тиратронного усилителя рассматривают входные цепи управления, силовые трансформаторы, элементы цепи рабочего тока тиратрона.

Рассмотрим в качестве примера расчет мостового фазорегулятора, получившего наибольшее распространение (см. рис. II.21, *в*). Напряжение на сетку тиратрона $U_{вых}$ подается с трансформатора, первичная обмотка которого включена в диагональ моста в качестве нагрузки.

Активное и реактивное сопротивления выходной диагонали моста

$$R_д = \frac{P_{тр}}{I_{тр}^2}; \quad X_д = \omega L_д \approx \frac{U_{тр}}{I_{тр}}, \tag{II.39}$$

где $P_{тр}$, $U_{тр}$, $I_{тр}$ — соответственно мощность, напряжение и ток первичной обмотки трансформатора $Тр_2$ (при условии, что он нагружен только на сеточное сопротивление тиратрона).

Полное сопротивление диагонали

$$\dot{Z}_д = \frac{R_д + j\omega [L_д - C_{доп} (R_д^2 + \omega^2 L_д^2)]}{\omega^2 C_{доп}^2 R_д^2 + (\omega^2 L_д C_{доп} - 1)^2}, \qquad (II.40)$$

где $C_{доп}$ — емкость конденсатора, шунтирующего первичную обмотку трансформатора $Тр_2$ с целью создания параллельного резонанса и снижения тока в диагонали.

Величина этой емкости может быть найдена, если положить реактивную составляющую сопротивления равной нулю, т. е. при $L_д - C_{доп} (R_д^2 + \omega^2 L_д^2) = 0$

$$C_{доп} = \frac{L_д}{R_д^2 + \omega^2 L_д^2}. \qquad (II.41)$$

Напряжение на первичной обмотке трансформатора $Тр_2$

$$\dot{U}_д = U_2 \frac{a\dot{Z}_{др} - R}{2\dot{Z}_{др} + R}, \qquad (II.42)$$

где U_2 — напряжение питания в цепи дросселя L (см. рис. II.21, *в*); $Z_{др}$ — сопротивление дросселя L; a — коэффициент, показывающий отношение напряжений в плечах системы, т. е. $a = \frac{U_1}{U_2}$; рекомендуется

$$a \geqslant \frac{2R}{R + 4R_{др}}. \qquad (II.43)$$

Предполагается, что изменение $\dot{Z}_{др}$ вызывает лишь сдвиг фазы напряжения $U_д$ и практически не меняет его величины.

Габаритная мощность фазорегулятора определяется исходя из максимального падения напряжения U_{max} на нем при прохождении максимального тока I_{max}.

Габаритная мощность дросселя фазорегулятора

$$P_г \approx U_{max} I_{max} \approx (10 \div 12)\, P_т. \qquad (II.44)$$

Коэффициент добротности фазорегулятора определяем по формуле

$$K_{дф} = \frac{\Delta\varphi}{P_у T}, \qquad (II.45)$$

где $\Delta\varphi$ — диапазон изменений угла сдвига фазы; $P_у$ — мощность управления, необходимая для получения данного значения $\Delta\varphi$; T — время, в течение которого устанавливается заданный угол сдвига фазы.

Индуктивность сглаживающего дросселя *Др* в анодной цепи тиратрона определим с помощью выражения [2]

$$L_{др} = L_а - L_я \leqslant \frac{R_э T_м}{4} - b\, \frac{U_я}{I_я} \cdot \frac{1}{p\Omega}, \qquad (II.46)$$

где $L_a = \frac{R_э T_м}{4}$ — максимальное значение индуктивности цепи нагрузки тиратрона, определяемое характером переходного процесса;

$L_я$ — индуктивность якоря двигателя;

$R_э$ и $T_м$ — суммарное (эквивалентное) сопротивление и электромеханическая постоянная цепи нагрузки;

$U_я$ и $I_я$ — соответственно номинальные напряжение и ток якоря электродвигателя;

p — число пар полюсов двигателя;

Ω — угловая скорость якоря;

b — коэффициент ($b = 0{,}25$ — для машин с компенсационной обмоткой и $b = 0{,}6$ — без такой обмотки).

Мощность сглаживающего дросселя $L_{др}$ находим по формуле

$$P_{др} = 0{,}235\alpha L_{др} \frac{I_=^2}{\sqrt{2}}, \qquad (II.47)$$

где $\alpha = \frac{\Delta_{тр}}{\Delta_{др}}$ — относительная плотность тока;

$\Delta_{тр}$ и $\Delta_{др}$ — плотности тока в обмотках дросселя и эквивалентного трансформатора с такой же изоляцией;

$I_=$ — постоянная составляющая выпрямленного тока.

К. п. д. многофазного тиратронного усилителя определим по формуле

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{\cos\beta_р}\left(\frac{nU_т}{U_н} + \frac{P_{вн} + P_у}{P_н}\right)}, \qquad (II.48)$$

где $\beta_р$ — угол регулирования или угол зажигания тиратронов, отсчитываемый от точки пересечения синусоид фазных напряжений (для однофазного усилителя $\beta_р = \beta$); n — число одновременно работающих тиратронов; $P_{вн}$ и $P_у$ — мощности, расходуемая во внутренних цепях схемы и потребляемая на управление; $P_н$ — мощность, выделяемая в нагрузке.

С увеличением глубины регулирования (с увеличением $\beta_р$) к. п. д. усилителя падает. При переменном угле регулирования вычисляется средняя величина к. п. д.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бонч-Бруевич А. М.** Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., «Наука», 1966, 768 с.

2. **Гуткин Б. М.** Ионный привод постоянного тока. М., «Энергия», 1965, 456 с.

3. **Изьюрова Г. И. и Кауфман М. С.** Приборы и устройства промышленной электроники. М., «Высшая школа». 1967, 397 с.

4. **Каганов И. Л.** Промышленная электроника. ГЭИ, 1961, 559 с.

5. **Коган Б. Я.** Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического управления М., Физматгиз, 1963, 510 с.

6. **Левин Г. М., Гольденталь М. Э.** Реверсивный ионный электропривод. М. «Энергия», 1964, 241 с.

7. **Ризкин А. А.** Основы теории и расчета электронных усилителей. М., «Энергия», 1965, 463 с.

8. **Соколов А. А.** Мостовые балансные схемы электронных усилителей постоянного тока. «Автоматика и телемеханика», 1956 XVII, п. 4, с. 353—361; Балансные повторители. «Автоматика и телемеханика», 1955, XVI п. 2, с. 191—202.

9. **Соколов А. А.** Электронные вычитатели. «Приборы и средства автоматизации», 1962, п. 8, с. 507—515.

10. **Мэзон С., Циммерман Г.** Электронные цепи, сигналы и системы. Пер. с англ. Под ред. П. А. Ионкина. М., изд. иностр. лит., 1963, 619 с.

ГЛАВА III

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Усиление и преобразование электрических сигналов в системах автоматического управления производится в основном при помощи электронных, магнитных и электромашинных устройств. Электронные методы усиления и преобразования являются наиболее универсальными и гибкими.

Использование полупроводниковых приборов (в первую очередь транзисторов и тиристоров), обеспечивающих высокий к. п. д. при низких напряжениях питания и больших токах, имеющих малые габаритные размеры и большой срок службы, позволяет существенно расширить область применимости электронных методов в устройствах автоматического управления.

В современной автоматике явно выражена тенденция к расширению области применения электронных методов усиления и преобразования при использовании в основном транзисторов и тиристоров в сочетании их с другими бесконтактными элементами, и в первую очередь — интегральными микросхемами.

Интегральные микросхемы в настоящее время позволяют решать практически все задачи преобразования информации и предварительного усиления малых сигналов постоянного и переменного тока, обеспечивая высокую надежность и компактность устройств.

Применяя мощные транзисторы и тиристоры в бескорпусном исполнении, можно уже в настоящее время изготовлять мощные интегрально-гибридные схемы с выходным током более 10 А. Это позволяет создавать качественно новые системы управления и преобразования энергии.

Проектирование полупроводниковых устройств автоматического управления сводится к определению рационального сочетания интегральных микросхем и мощных гибридных схем с дискретными полупроводниковыми приборами и к расчету режимов элементов с целью получения оптимальных энергетических и других показателей системы в целом.

Диэлектрические усилители характеризуются значительной механической прочностью и надежностью в условиях повышенной влажности, высокого давления или глубокого вакуума.

В данной главе рассматриваются вопросы построения и расчета основных звеньев транзисторных, тиристорных и диэлектрических усилительно-преобразовательных устройств.

Основные технические характеристики транзисторных и тиристорных усилителей приведены в табл. III. 1.

Таблица III.1

Основные технические характеристики транзисторных и тиристорных усилителей

Технические характеристики		Значение параметров	
		Транзисторные усилители	Тиристорные усилители
Коэффициенты усиления на один каскад	Коэффициент усиления по напряженю k_u	$10 \div 100$	100
	Коэффициент усиления по току k_I	$10 \div 100$	100
	Коэффициент усиления по мощности k_P	$10^2 \div 10^4$	10^4
Предельные энергетические параметры	Максимальная выходная мощность $P_{вых\ max}$, Вт	$10^3 \div 10^5$	10^5
	Мощность на единицу массы $P_{уд}$, Вт/кг	До $2 \cdot 10^3$	10^3
	Минимальный входной ток $I_{вх\ min}$, А	10^{-9}	$2 \cdot 10^{-2}$
	Минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$	10^{-6}	5
	К. п. д. η, %	До 96	98
	Ресурс работы $t_р$	10^4	10^4
Предельные параметры среды	Температурный диапазон Δt, °С	$-60 \div +120$	$-40 \div +65$
	Относительная влажность, %	98	$90 \div 98$
	Вибростойкость	100 * g	$7{,}5 \div 15\ g$
	Радиационная стойкость нейтрон/м	$10^{12} \div 10^{14}$	$10^{12} \div 10^{14}$
Ток на входе		Постоянный, переменный	Импульсный
Ток на выходе		Постоянный, переменный	Постоянный, переменный
Полоса пропускания Δf, Гц		$0 \div 10^9$	0,1 от $f_{сети}$
Внутренние шумы, $P_ш$, дБ		1	—

* При одиночном ударе.

1. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Усилители переменного тока с выходной мощностью от долей до десятков ватт находят широкое применение в устройствах электроавтоматики в основном для управления двухфазными индукционными электродвигателями, а также для управления более мощными

каскадами усиления нулевой или первой гармоники напряжения.

Основной нагрузкой для оконечных каскадов усилителей переменного тока является обмотка управления двухфазного индукционного электродвигателя (ДИД). Оконечный каскад должен быть рассчитан так, чтобы обеспечить пусковой режим питания обмотки управления электродвигателя.

Мощность, потребляемая обмоткой управления, состоит из активной и реактивной составляющих, причем только активная составляющая мощности совершает полезную работу, а усилитель должен быть рассчитан на полную мощность. Реактивная составляющая мощности вызывает лишь дополнительный нагрев транзисторов оконечного каскада и определяет увеличение номинальной мощности этого каскада. Включая конденсатор параллельно или последовательно с обмоткой управления, получаем возможность скомпенсировать реактивную составляющую мощности управления. В этом случае обмотка

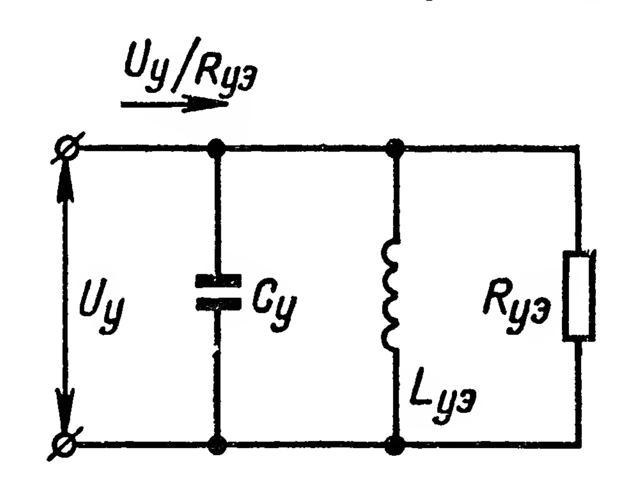


Рис. III.1. Параллельная эквивалентная схема цепи управления двухфазного электродвигателя с компенсирующим конденсатором ($R_{уэ}$ и $L_{уэ}$ — эквивалентные параметры цепи управления)

управления (вместе с конденсатором) будет чисто активной нагрузкой для усилителя. Обычно емкость компенсирующего конденсатора выбирается с учетом параметров цепи управления электродвигателя в пусковом режиме.

Компенсирующий конденсатор, как правило, включают параллельно обмотке управления, так как при этом управляющее напряжение требуется меньшее, чем при последовательном включении конденсатора (рис. III. 1).

Усилитель должен быть рассчитан на выходную мощность, соответствующую пусковому (тормозному) режиму работы электродвигателя. Зная номинальное напряжение питания обмотки управления $U_у$, определим расчетную выходную мощность оконечного каскада

$$P_н = P_{у\,акт} = \frac{U_у^2}{R_{уэ}}. \qquad (III.1)$$

Методика определения $R_{уэ}$ и $C_у$ изложена в работе [15].

Мощность, потребляемая цепью управления даже самых маломощных двухфазных электродвигателей, составляет несколько ватт. Поэтому применение оконечных каскадов в режиме класса А практически исключается из-за низкого к. п. д. Оконечные каскады должны работать в режиме класса В или в режиме переключения (класс D). Питание выходных цепей оконечных каскадов может

осуществляться от источников постоянного напряжения $U_п$ или пульсирующего напряжения, полученного от двухполупериодного выпрямителя без сглаживающего фильтра. В последнем случае можно уменьшить мощность, рассеиваемую в транзисторах, приблизительно в 1,5 раза.

Для оконечных каскадов в режиме класса В используются различные схемы. Однако наибольшего внимания заслуживают схемы, в которых транзисторы могут быть смонтированы на общем теплоотводящем радиаторе, соединенном с отрицательным полюсом источника питания. Это часто позволяет не изолировать радиатор от массы

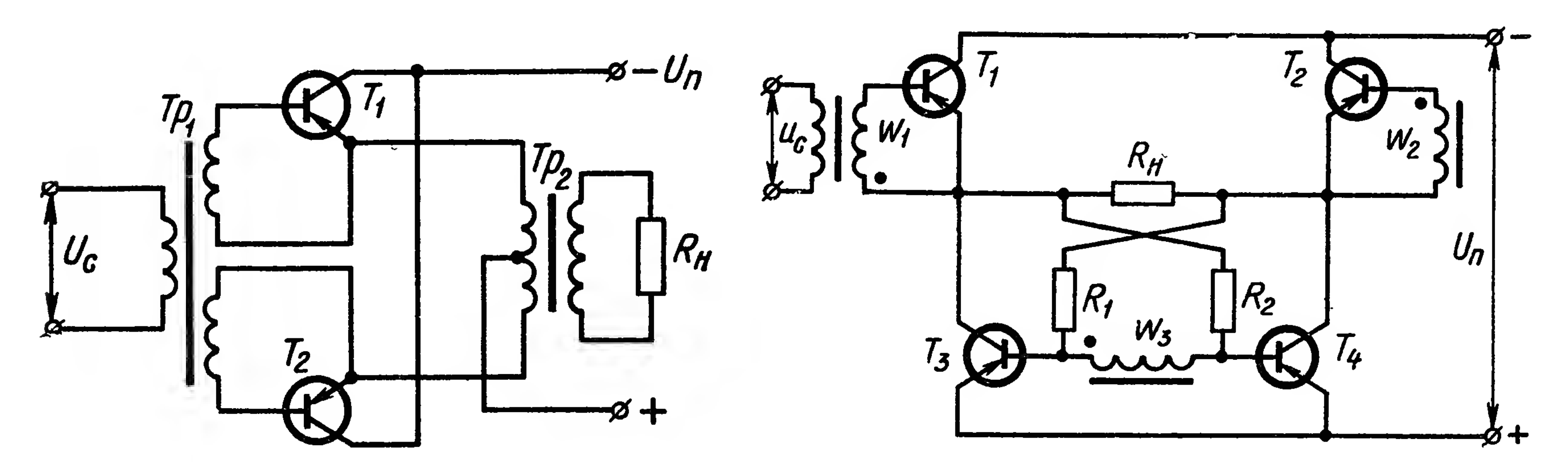


Рис. III.2. Схема двухтактного оконечного каскада в режиме класса В с транзисторами, включенными по схеме с общим эмиттером

Рис. III.3. Мостовая схема оконечного каскада в режиме класса В

(корпуса), что упрощает конструкцию усилителя и повышает его надежность.

На рис. III.2 изображена схема двухтактного оконечного каскада в режиме класса В, позволяющая монтировать оба транзистора без изоляции на общем заземленном радиаторе. Связь выходной цепи каскада с обмоткой управления электродвигателя трансформаторная. Последняя может быть также автотрансформаторной или бестрансформаторной. Недостатком данной схемы, как и обычной двухтактной, является необходимость применения транзисторов, выдерживающих напряжение коллектор — эмиттер, равное удвоенному напряжению питания: $U_{кэ\ max} \approx 2U_п$. От этого недостатка свободна мостовая схема оконечного каскада, изображенная на рис. III.3. В приведенной схеме транзисторы T_1 и T_2 работают в режиме класса В. Оба транзистора монтируются без изоляции на общем радиаторе, соединенном с отрицательным полюсом источника питания (массой).

Транзисторы T_3 и T_4 работают в режиме переключения, и в них рассеивается в несколько раз меньшая мощность, чем в транзисторах T_1 и T_2. Для обеспечения насыщенного состояния транзисторов T_3 и T_4 сопротивления резисторов R_1 и R_2 должны быть следующими:

$$R_1 = R_2 < B_{ст} R_{уэ} = B_{ст} \frac{U_п}{I_{кт}},$$

где $B_{ст}$ — статический коэффициент усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером;

$I_{кm}$ — амплитудное значение коллекторного тока.

Для запирания транзисторов используется отдельная вторичная обмотка w_3 входного трансформатора. Максимальное напряжение коллектор — эмиттер на любом транзисторе этой схемы не превышает напряжения питания. Мощность, потребляемая каскадом от источника сигнала (предоконечного каскада), практически такая же, как в обычной двухтактной схеме. Лишь при малых значениях $B_{ст}$ транзисторов приходится считаться с тем, что эта мощность больше, чем в обычной схеме, приблизительно в $1/\alpha$ раз.

Во всех схемах оконечных каскадов транзисторы следует использовать только при включении по схеме с общим эмиттером, обеспечивающей максимальное усиление по мощности. Характеристики вход — выход транзисторных каскадов в режиме класса В являются существенно нелинейными и изменяются с температурой.

Для улучшения линейности и термостабильности этих характеристик применяется отрицательная обратная связь (ОС).

Применение ОС в одном оконечном каскаде не является эффективным из-за малого усилия по мощности одного каскада. Кроме того, значительно увеличивается необходимая выходная мощность предоконечного каскада. Наиболее рациональным является охват обратной связью усилителя в целом. Более простым, но менее эффективным является применение ОС, охватывающей хотя бы оконечный и предоконечный каскады.

Связь выходной цепи оконечного каскада с обмоткой управления двухфазного электродвигателя может быть осуществлена при помощи трансформатора, автотрансформатора или без трансформатора (рис. III.4). Для уменьшения габаритов и массы усилителя всегда предпочтительна бестрансформаторная связь. Необходимость в применении трансформатора или автотрансформатора возникает по двум причинам:

несоответствие между максимальным выходным напряжением каскада и требуемым напряжением управления;

несоответствие между количеством выводов в выходной цепи каскада и количеством выводов цепи управления.

Максимальная амплитуда напряжения на нагрузке транзисторного каскада весьма близка к величине напряжения питания каскада $U_{нm\ max} \approx U_п$. Полагая при максимальном коллекторном токе $U_{кб} = 0$, получим более точное соотношение

$$U_{нm\,max} = U_п - U_{бэ\,max}, \qquad (III.2)$$

где $U_{бэ}$ — напряжение на переходе база — эмиттер.

Для германиевых транзисторов всех типов максимальное напряжение $U_{бэ}$ не превышает 1 В при допустимых значениях коллекторного тока.

В двухтактных схемах, работающих в режиме класса В, напряжение $U_{нm}$ подводится поочередно к двум секциям первичной обмот-

ки выходного трансформатора. Такой режим по всем электротехническим соотношениям эквивалентен питанию одной секции первичной обмотки выходного трансформатора с числом витков w_1 приблизительно синусоидальным напряжением с максимальной амплитудой $U_{\text{н}m\ \max}$.

Для осуществления бестрансформаторной связи обмотки управления с двухтактным каскадом необходим вывод от средней точки

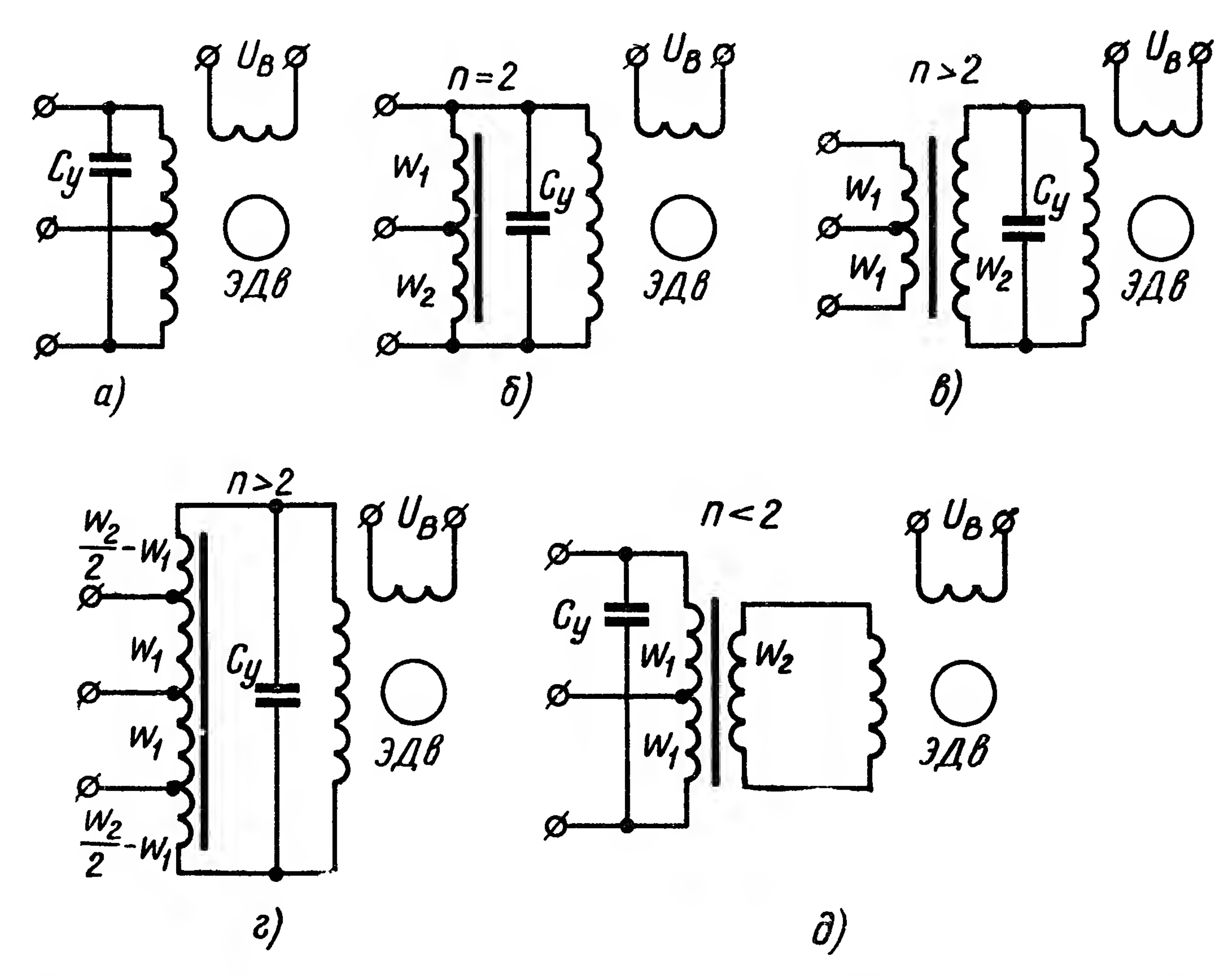


Рис. III.4. Схемы связи выходной цепи двухтактного каскада с обмоткой управления двухфазного электродвигателя:

а — бестрансформаторная; *б* — автотрансформаторная; *в* — с повышающим трансформатором; *г* — с повышающим автотрансформатором; *д* — с понижающим трансформатором

обмотки управления (рис. III.4, *а*). Для этого две обмотки управления двухфазных индукционных электродвигателей серии ДИД соединяют последовательно. Амплитуда напряжения на всей обмотке $w_у$ в этом случае

$$U_{\text{у}m\ \max} = 2\,(U_{\text{п}} - U_{\text{бэ}\max}). \qquad \text{(III.3)}$$

Если обмотка электродвигателя не имеет вывода от средней точки, наиболее рациональна автотрансформаторная схема (рис. III.4, *б*). При этом коэффициент трансформации $n = 2$.

При применении трансформатора или автотрансформатора следует правильно определить место включения компенсирующего конденсатора. Если максимальная амплитуда напряжения на обмотке управления больше $2U_{\text{п}}$, то конденсатор включают параллельно обмотке управления (рис. III.4, *в*, *г*). При $n < 2$ конденсатор устанавливают параллельно первичной обмотке трансформатора

(рис. III.4, *д*). При включении конденсатора параллельно наиболее высоковольтной обмотке трансформатора его емкость получается минимальной, причем изменение емкости обратно пропорционально квадрату изменения напряжения.

После выбора схемы каскада и вида связи транзисторов с обмоткой управления электродвигателя необходимо:

1. Выбрать тип транзисторов по допустимому обратному напряжению и допустимому коллекторному току.

2. Определить возможность применения данного типа транзисторов на основе энергетического и теплового расчетов. При этом может выявиться необходимость параллельного включения транзисторов. Произвести расчет радиаторов.

3. По статическим характеристикам транзисторов определить максимальные амплитуды напряжения база — эмиттер и тока базы. Эти величины определяют максимальную мощность, потребляемую входной цепью каскада, т. е. являются исходными данными для проектирования и расчета предоконечного каскада.

4. Произвести конструктивный расчет выходного трансформатора или автотрансформатора. Расчет входного трансформатора производится после определения его основных параметров (n и ωL_1) как элемент цепи связи по окончании расчета предоконечного каскада.

Для того чтобы выбрать тип транзистора оконечного каскада, необходимо знать: максимальную температуру окружающей среды $t_с$, максимальную амплитуду коллекторного тока $I_{кm}$ и максимальное напряжение коллектор—эмиттер $U_{кэ\,max}$ в данной схеме. При $t_с \leqslant (60 \div 65)°$ С следует применять германиевые транзисторы как обладающие лучшими усилительными свойствами. При $t_с > (65 \div \div 70)°$ С практически неизбежно применение кремниевых транзисторов, хотя это и связано с уменьшением коэффициента усиления каскада и снижением к. п. д. выходной цепи из-за бо́льшего остаточного напряжения коллектор—эмиттер.

Максимально допустимая температура переходов $t_{п\,max}$ германиевых транзисторов составляет 85 — 100° С, для кремниевых транзисторов эта температура равна 120 — 150° С.

Для каждого типа транзисторов техническими условиями строго нормированы величины предельно допустимого коллекторного тока $I_{к\,доп}$ и напряжения коллектор — эмиттер $U_{кэ\,доп}$. Эти значения ни в коем случае не должны быть превышены при эксплуатации транзисторов, поэтому возможность применения транзистора определяется условиями: $I_{кm} < I_{к\,доп}$, $U_{кэ} < U_{кэ\,доп}$.

Величина $I_{кm}$ находится, как отношение максимальной амплитуды напряжения на нагрузке $U_{нm\,max}$ к сопротивлению нагрузки. Величина $U_{кэ\,max}$ определяется напряжением питания и типом схемы.

Для повышения надежности транзистора температура переходов должна быть по возможности низкой по сравнению с предельно допустимой. Тепловой расчет каскада заключается в определении типа усилительного элемента и условий его охлаждения, обеспечивающих

при заданной рассеиваемой мощности температуру переходов не выше допустимой. Для этого необходимо определить:

1) максимальную мощность, рассеиваемую в транзисторе $P_{р\,max}$;

2) температуру переходов $t_п$ (для выбранного ранее типа транзистора) при заданной температуре окружающей среды $t_с$.

Если температура переходов получается ниже предельно допустимой $t_{п\,max}$, то данный тип транзисторов может быть применен. Если $t_п > t_{п\,max}$, необходимо понизить температуру переходов, что достигается: применением транзисторов с меньшим тепловым сопротивлением переход — среда $R_{пс}$, установкой транзисторов на радиаторе, параллельным включением транзисторов.

Если все эти методы не позволяют получить приемлемую температуру переходов, следует использовать кремниевые транзисторы.

Максимальная мощность, рассеиваемая во всех транзисторах каскада,

$$P_{р\,max} = \frac{P_{н\,max}}{K_и}, \qquad (III.4)$$

где $K_и$ — коэффициент использования по мощности, равный для режима класса В практически 2,3 — 2,4.

Температура переходов транзистора, работающего без радиатора, определяется выражением

$$t_п = t_с + P_р R_{пс}. \qquad (III.5)$$

Результирующее $R_{пс}$ пропорционально уменьшается при параллельном соединении транзисторов.

Параллельное включение транзисторов является основным способом увеличения выходной мощности усилителей. Оно может быть использовано также для облегчения режима транзисторов. Однако такое включение транзисторов при неизбежном различии их параметров приводит к неравномерному нагреву переходов и перегреву отдельных транзисторов. В режимах классов А и В для уменьшения различия рассеиваемых мощностей в параллельно включенных транзисторах применимы два метода:

подбор транзисторов по статической крутизне;

уменьшение разброса крутизны характеристик путем включения отдельных одинаковых резисторов обратной связи в цепь эмиттера каждого транзистора.

Методика расчета сопротивления резисторов изложена в работе [15].

Цепи смещения. В каскадах предварительного усиления и предоконечных каскадах с выходной мощностью от неограниченно малой до десятков милливатт для создания режима класса А могут быть использованы три основных схемы смещения (рис. III.5). Каждая из них может быть дополнена эмиттерным повторителем, гальванически связанным с первым транзистором. Все сопротивления цепей смещения однозначно определяются при заданных $I_к$, S_i, α, $I_{к0}$.

При подключении к основным схемам эмиттерных повторителей можно не изменять режима первого транзистора и сопротивлений цепи смещения, если ток базы второго транзистора значительно меньше коллекторного тока первого транзистора. Для расчета этих схем следует воспользоваться методикой, изложенной в работах [4,15].

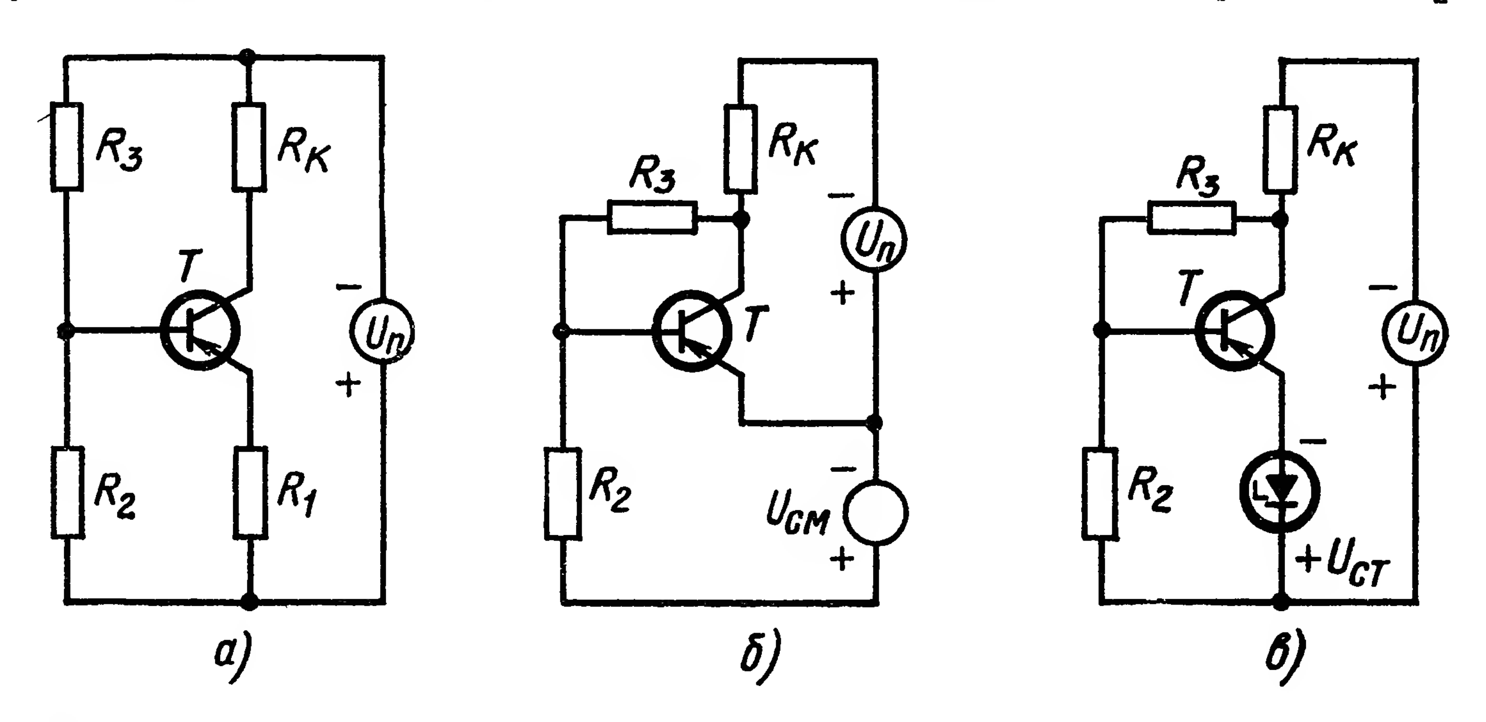


Рис. III. 5. Основные схемы цепей смещения для режима класса А:

а — с последовательной обратной связью; *б* — с параллельной обратной связью и отдельным источником смещения; *в* — с параллельной обратной связью без дополнительного источника

В схеме с последовательной обратной связью по постоянному току (рис. III.5, *а*) сопротивления цепи смещения определяются выражениями

$$R_1 = \alpha \frac{U_1}{I_к}; \qquad (III.6)$$

$$R_3 = \frac{U_п (S_i - 1)}{I_к - S_i I_{к0}}; \qquad (III.7)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 (S_i - 1)}{\alpha S_i R_3 - (R_1 + R_3)(S_i - 1)}; \qquad (III.8)$$

$$R_к = \frac{U_п - U_1 - U_{кэ}}{I_к}, \qquad (III.9)$$

где

$$S_i = \frac{\Delta U_{кэ} + A U_1}{A (U_п - U_{кэ})}. \qquad (III.10)$$

Схемы с параллельной обратной связью по постоянному току (рис. III.5, *б*, *в*) обычно применяют, дополнив их эмиттерными повторителями.

В выражениях (III.6) — (III.10) приняты следующие обозначения:

$U_{кэ}$ — номинальное напряжение коллектор—эмиттер;

$\Delta U_{кэ}$ — предусмотренное уменьшение напряжения коллектор—эмиттер при заданном увеличении $I_{к0}$ и α ($I_{к0}$ — обратный коллекторный ток при минимальной температуре переходов);

$U_п$ — напряжение питания каскада;

U_1 — напряжение на сопротивлении R_1 в цепи эмиттера (не менее 3—5 В);

$I_к$ — номинальное значение коллекторного тока;

S_i — коэффициент нестабильности коллекторного тока;

A — коэффициент вариаций:

$$A = \frac{\Delta I_{к0}}{I_к} + \frac{\Delta\alpha}{\alpha}; \qquad (III.11)$$

$\Delta I_{к0}$ — возможное увеличение обратного коллекторного тока из-за повышения температуры переходов и технологического разброса;

α — минимальное значение коэффициента усиления транзистора по току;

$\Delta\alpha$ — возможное увеличение коэффициента усиления по току из-за повышения температуры переходов и технологического разброса.

Расчет цепей смещения при величине S_i, определяемой коэффициентом вариаций A, обеспечивает заданную стабильность режима транзистора при изменениях $I_{к0}$ и α в пределах $\Delta I_{к0}$ и $\Delta\alpha$, независимо от причин, вызывающих эти изменения.

Цепи связи. С помощью цепей связи отдельные каскады объединяются в многокаскадный усилитель; их можно разделить на комплексные (реостатно-емкостные и трансформаторные) и гальванические.

Расчет комплексных цепей связи заключается в определении необходимых емкостных или индуктивных сопротивлений для получения заданного модуля или фазы коэффициента передачи частотнозависимой цепи, образованной транзисторами, активными сопротивлениями и емкостными или индуктивными сопротивлениями.

Комплексный коэффициент передачи (или частотная функция) реостатно-емкостных и трансформаторных цепей связи определяется выражением

$$\dot{K} = K_0 \frac{1 - j\left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)}{1 + \left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)^2}, \qquad (III.12)$$

где K_0 — коэффициент передачи цепи связан в области средних частот;

$\tau_в$ — постоянная времени цепи связи в области высоких частот;

$\tau_н$ — постоянная времени цепи связи в области низких частот.

Модуль и фаза коэффициента передачи определяются выражениями

$$K = K_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_в - \frac{1}{\omega\tau_н}\right)^2}}; \qquad (III.13)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega\tau_н} - \omega\tau_в\right). \qquad (III.14)$$

В области низких частот

$$K_н = K_0 \cos \varphi_н; \qquad (III.15)$$

$$\varphi_н = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega \tau_н}. \qquad (III.16)$$

Постоянную времени реостатно-емкостной цепи связи в области низких частот определяют после приведения реальной схемы к эквивалентной (рис. III.6, *а*). Тогда

$$\tau_н = C_с (R_{экв} + R_н) \qquad (III.17)$$

и

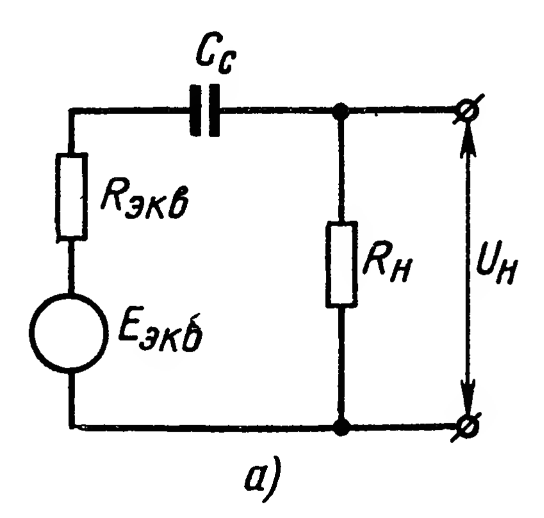
$$C_с = \frac{1}{\omega (R_{экв} + R_н) \operatorname{tg} \varphi_н}. \qquad (III.18)$$

Постоянную времени трансформаторной цепи связи в области низких частот находят также после приведения реальной схемы к эквивалентной (рис. III.6, *б*). В этом случае

$$\tau_н = \frac{L_1}{R_{экв}}, \qquad (III.19)$$

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{\omega \operatorname{tg} \varphi_н}. \qquad (III.20)$$

Преобразование реальных схем к эквивалентным простейшего вида (рис. III.6) производят на основании теоремы об эквивалентном генераторе.



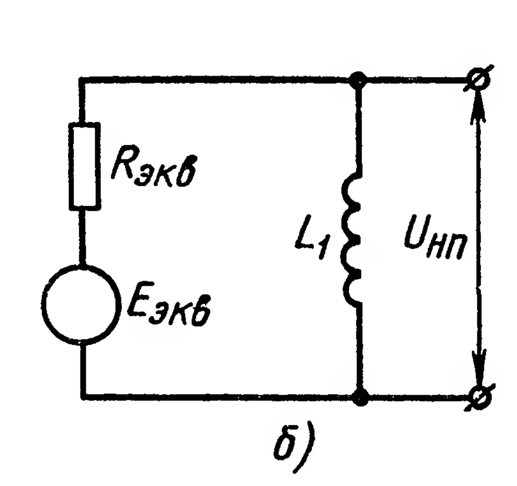


Рис. III.6. Эквивалентные схемы цепей связи:

а — реостатно-емкостная; *б* — трансформаторная

Изменение угла сдвига фаз $\Delta\varphi$ в любой цепи связи описывается следующим приближенным выражением:

$$\Delta\varphi \approx -\varphi \frac{\Delta\tau}{\tau}, \qquad (III.21)$$

где $\Delta\tau$ — изменение постоянной времени данной цепи связи [2].

Если заранее известно, что усилитель необходимо охватить общей отрицательной обратной связью, расчет цепей связи и комплексной цепи общей обратной связи следует производить совместно [4,15].

Усилитель переменного тока с гальваническими связями (УГС), охваченный общей цепью ОС по постоянному току, представляет собой усилитель постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью (см. гл. I). Цепь обратной связи выполняется комплексной, чтобы обратная связь на нулевой частоте была достаточно

глубокой для обеспечения заданной стабильности режима транзисторов. В диапазоне рабочих частот усилителя глубина обратной связи должна быть меньшей для получения высокого усиления.

Эффективность отрицательной обратной связи тем выше, чем больше коэффициент усиления звена, охваченного ею. Для этого необходим высокий коэффициент усиления K разомкнутой системы. Поэтому для эффективной стабилизации режима транзисторов коэффициент усиления усилителя по постоянному току должен быть по возможности бо́льшим. Эта зависимость проявляется уже в отдельном транзисторном каскаде, если рассматривать стабильность режима при увеличении α транзистора. При $\alpha \to 1$ величина $\Delta\alpha \to 0$ и зависимость $I_к$ от α и $\Delta\alpha$ уменьшается.

УГС рассматривается как единая замкнутая система. Методы стабилизации режима должны применяться для УГС в целом, а не для отдельных транзисторов. Поэтому каждый транзистор УГС должен обеспечивать максимальное усилие по току $K_i = S_i - 1$. В УГС величина S_i выбирается максимально возможной. В этом заключается различие методов стабилизации режима УГС и отдельных каскадов.

Очевидно, что при значительной величине $K\beta$ стабильность режима оконечного транзистора может быть получена достаточно высокой. При больших значениях S_i (близких к $1/1 - \alpha$) изменение коллекторного тока каждого транзистора, кроме оконечного, приблизительно равно изменению тока базы следующего транзистора. Изменение напряжения коллектор — эмиттер n-го транзистора, кроме оконечного, равно изменению напряжения база — эмиттер $(n + 1)$-го транзистора, поэтому

$$\Delta I_{кn} \approx \Delta I_{б\,(n+1)}, \qquad (III.22)$$

$$\Delta U_{кэn} = \Delta U_{бэ\,(n+1)}. \qquad (III.23)$$

Чем больше коэффициент усиления каждого транзистора УГС (чем больше S_i), тем более стабильными можно получить режимы всех транзисторов усилителя, охваченного общей ОС по постоянному току. Наиболее стабильным всегда будет режим первого транзистора, который поэтому может работать при очень малом коллекторном токе и малом напряжении коллектор — эмиттер, т. е. в режиме, обеспечивающем минимум шумов.

Параллельная ОС по напряжению, необходимая для стабилизации режима транзисторов, может быть осуществлена в УГС, так же как в одиночных каскадах, без дополнительного источника смещения или с ним.

Во всех схемах с параллельной обратной связью по напряжению (рис. III.7) сопротивление обратной связи определяется следующим выражением:

$$R_{ос} = \frac{\Delta U_{кэn} - \Delta E_n - \Delta U_{бэ1} - \Delta E_1}{\Delta I_{вх}}, \qquad (III.24)$$

где $\Delta U_{кэn}$ — допустимое изменение напряжения коллектор — эмиттер оконечного транзистора;

ΔE_n — возможное изменение э. д. с. в цепи эмиттера оконечного транзистора;

$\Delta U_{бэ1}$ — возможное изменение напряжения база — эмиттер первого транзистора;

ΔE_1 — возможное изменение э. д. с. в цепи эмиттера первого транзистора;

$\Delta I_{вх}$ — возможное изменение тока во входной цепи первого транзистора.

Возможное изменение тока во входной цепи первого транзистора (ток дрейфа, приведенный ко входу УГС)

$$\Delta I_{вх} = \frac{\Delta I_{кn}}{K_{i1}K_{i2} \dots K_{in}} \pm \frac{\Delta I_{к(n-1)}}{K_{i1}K_{i2} \dots K_{i(n-1)}} \pm \dots \pm \frac{\Delta I_{к1}}{K_{i1}}, \quad (III.25)$$

где $\Delta I_к$ — возможное изменение коллекторного тока любого транзистора в УГС, не охваченном обратной связью, определяемое без учета влияния предшествующих каскадов; с учетом изменений только $I_{к0}$ и α имеем $\Delta I_к = AI_к S_i$;

K_i — коэффициент усиления по току ($K_i = S_i - 1$).

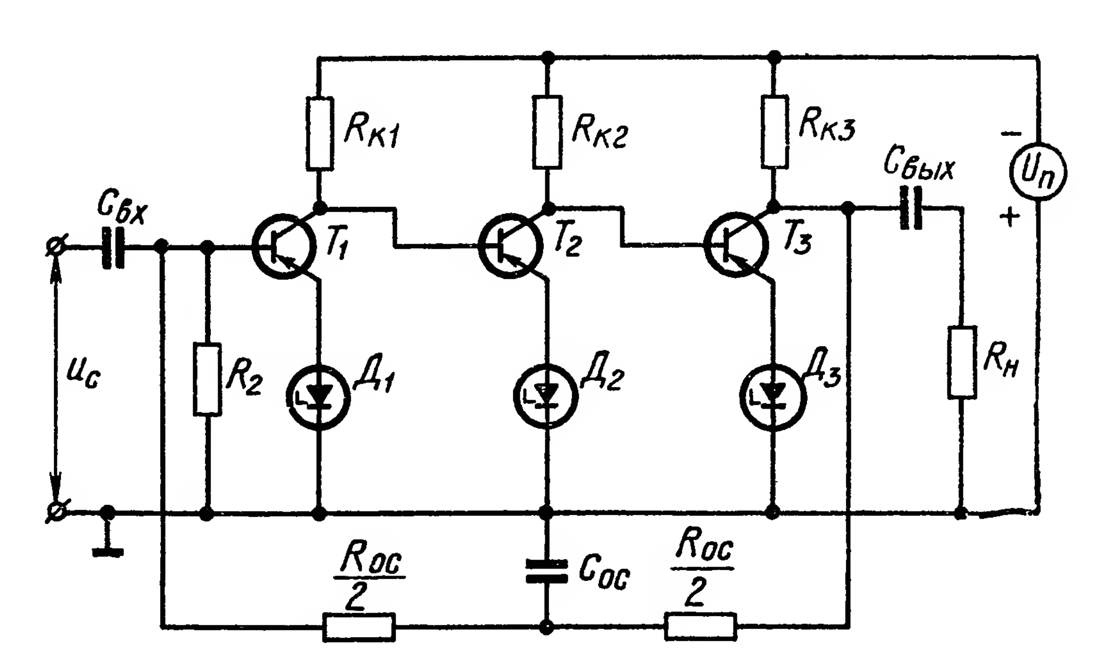


Рис. III.7. Трехкаскадный усилитель с гальваническими связями и общей отрицательной обратной связью по постоянному току: на транзисторах одинакового типа проводимости

В выражении (III.25) все слагаемые имеют знак плюс для схем с чередованием типа проводимости транзистора. Для схем с транзисторами одного типа проводимости четные слагаемые отрицательны. Полученные выражения (III.24) и (III.25) позволяют определить необходимое сопротивление резистора $R_{ос}$ из условий получения заданной стабильности напряжения коллектор — эммиттер оконечного транзистора [4,15].

Главным условием успешного проектирования транзисторных усилителей переменного тока является правильный выбор режима транзисторов (коллекторного тока и напряжения коллектор — эмиттер) и обеспечение необходимой стабильности этого режима, при которой обеспечивается получение требуемых амплитуд напряжения и тока в нагрузке каждого каскада. В оконечном каскаде транзисторы работают в режиме класса В. Он обеспечивает получение заданной максимальной мощности в нагрузке. Однако его характеристики недостаточно линейны и стабильны.

Стабилизация и линеаризация характеристик наиболее эффективно обеспечиваются ОС, охватывающей весь усилитель. При этом

обеспечивается взаимозаменяемость транзисторов и практически любая заданная стабильность и линейность характеристик в диапазоне изменения температуры.

Говоря о температурной стабильности транзисторного усилителя, следует четко различать стабильность режима транзисторов и стабильность дифференциальных параметров усилителя (K_U, K_i, $R_{вх}$, $R_{вых}$).

Стабильность режима транзисторов необходима для получения заданных амплитуд напряжения и тока без ограничений. Стабильность режима транзисторов обеспечивается ОС по постоянному току в отдельных каскадах или в многокаскадном усилителе с гальваническими связями.

Стабильность дифференциальных параметров усилителя может быть достигнута лишь за счет ОС по переменному току. Но введение

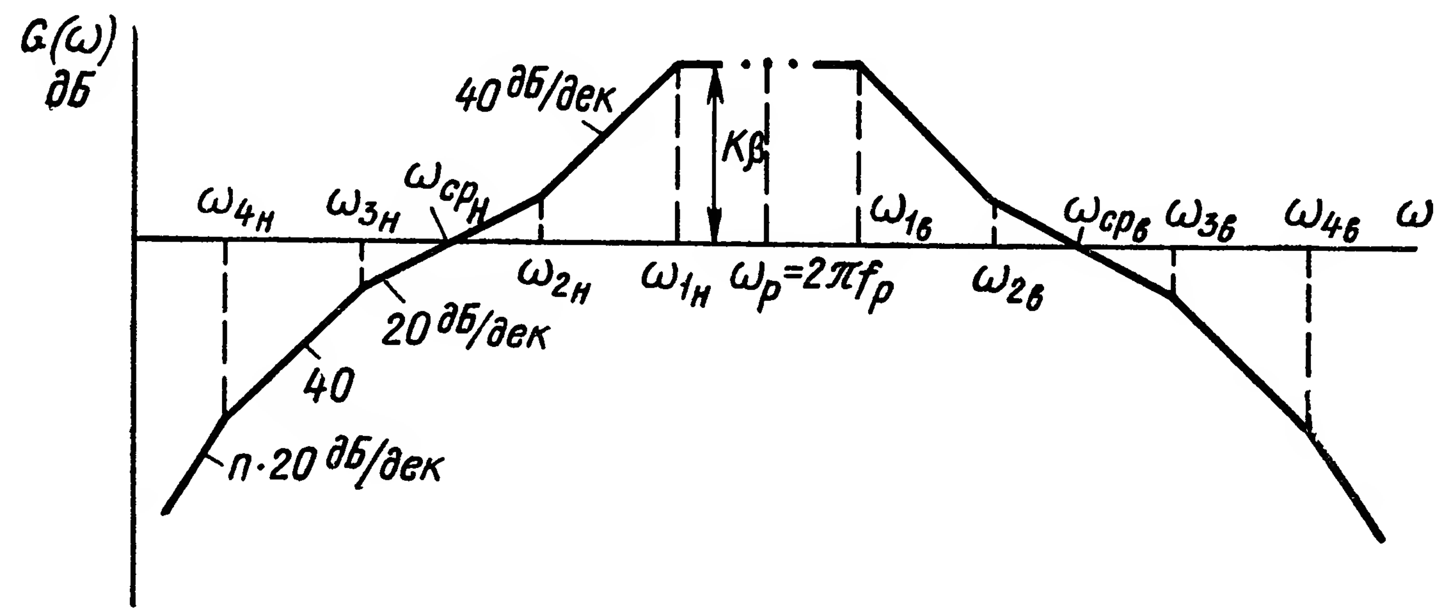


Рис. III.8. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика петлевого усиления

этой обратной связи дает соответствующий эффект только в работоспособном усилителе. Работоспособность усилителя обеспечивается достаточной стабильностью режима каждого транзистора.

Нестабильность дифференциальных параметров транзисторов приводит к нестабильности параметров всего усилителя и затрудняет воспроизведение усилителя при серийном производстве. Универсальным средством практически с неограниченной степенью желаемого воздействия одновременно на все дифференциальные параметры усилителя является ОС, охватывающая весь усилитель. Другие способы устранения недостатков транзисторов уступают методу ОС как в эффективности воздействия, так и в возможности повторения их в производственных условиях с минимальными затратами. Однако усилитель с общей ОС будет соответствовать своему назначению только в случае сохранения им устойчивости во всех режимах работы. Поэтому при проектировании таких усилителей должны быть решены две задачи: обеспечения заданных дифференциальных параметров и сохранения устойчивости.

Усилитель с общей ОС представляет собой качественно новый тип усилителя, построенный по принципу замкнутой системы автоматического регулирования. Комплексный метод проектирова-

ния усилителей с общей ОС основан на формировании (рис. III.8) определенного вида логарифмической амплитудно-частотной характеристики петлевого усиления (ЛАХ $\dot{K}\beta$). Такая характеристика обеспечивает выполнение технических требований к дифференциальным параметрам усилителя и гарантирует его устойчивость при минимальных затратах емкости и индуктивности в цепях связи и коррекции. При выборе наклонов низко- и высокочастотных участков желаемой ЛАХ $\dot{K}\beta$ учитывается требование устойчивости усилителя при минимальных суммарных емкостях и индуктивностях в цепях связи. В случае необходимости может быть учтено и требование к переходному процессу усилителя соответствующим смещением частот сопряжения асимптот желаемой ЛАХ. Требования к дифференциальным параметрам усилителя выполняются выбором глубины ОС ($\dot{K}\beta$) и частот сопряжения $\omega_{1_н}$ и $\omega_{1_в}$ (см. рис. III.8). Низко- и высокочастотная области желаемой ЛАХ $\dot{K}\beta$ описываются соотношениями

$$W(s)_н = \frac{(T_{2_н}s+1)(T_{4_н}s)^2}{(T_{1_н}s+1)^2(T_{3_н}s+1)(T_{4_н}s+1)^{n-2}}; \qquad (III.26)$$

$$W(s)_в = \frac{T_{2_в}s+1}{(T_{1_в}s+1)^2(T_{3_в}s+1)(T_{4_в}s+1)^{n-2}}, \qquad (III.27)$$

где n — целое число, соответствующее количеству звеньев, определяющих наклон ЛАХ $\dot{K}\beta$ в области частот $\omega < \omega_{4_н}$ и $\omega > \omega_{4_в}$.

Аналитические выражения для расчета частот сопряжения желаемой ЛАХ $\dot{K}\beta$ приведены в работе [4]. Минимум суммарной емкости и индуктивности может быть получен лишь в том случае, если желаемая ЛАХ $\dot{K}\beta$ будет формироваться прежде всего элементами комплексных цепей связи. Только при таком подходе предельно упрощается частотная коррекция, упрощается структура цепи коррекции и уменьшается суммарная дополнительная емкость. Поскольку желаемая ЛАХ $\dot{K}\beta$ обычно не может быть сформирована только цепями связи, то в усилитель вводится частотная коррекция. Синтез элементов цепи коррекции проводится по передаточной функции

$$W_к(s) = \frac{W_ж(s)}{W_у(s)}, \qquad (III.28)$$

где $W_у(s)$ — передаточная функция прямого тракта усилителя; $W_ж(s)$ — передаточная функция желаемой ЛАХ $\dot{K}\beta$.

Формирование высокочастотной области желаемой ЛАХ $\dot{K}\beta$ элементами прямого тракта усилителя приводит к сложным схемным решениям. Поэтому эта задача решается цепями коррекции.

Принципы формирования желаемой ЛАХ, структура цепей коррекции, выбор места их включения, аналитические выражения для расчета элементов приведены в работах [4 и 15].

Проектирование усилителя переменного тока с общей ОС состоит из следующих этапов:

1. Определяют глубину обратной связи и коэффициент усиления усилителя в разомкнутом состоянии. Для этого должны быть известны коэффициент усиления в замкнутом состоянии усилителя и требования к его дифференциальным параметрам.

2. Выбирают структуру усилителя и рассчитывают режимы транзисторов.

3. Производят расчет частот сопряжения асимптот желаемой ЛАХ $\dot{K}\beta$.

4. Определяют элементы комплексных цепей связи усилителя с целью максимального приближения частотной характеристики усилителя к желаемой.

5. Определяют передаточные функции усилителя для областей низких и высоких частот.

6. Определяют передаточные функции цепей коррекции для этих областей.

7. Синтезируют цепи коррекции по $W_{к_н}$ и $W_{к_в}$.

Основными общими вопросами проектирования усилителей являются выбор классов усиления и типа цепей связи.

2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ТОКА

В различных устройствах автоматики часто требуется получение в нагрузке усилителя среднего выпрямленного значения тока, величина которого пропорциональна входному сигналу. В зависимости от рода тока входного сигнала различают две основные структуры усилителей среднего значения тока.

Если входным сигналом является модулированное по амплитуде переменное напряжение, то усиление сигнала по мощности осуществляется усилителем переменного тока. Усиленный сигнал поступает на вход выпрямляющего устройства. В простейшем случае таким преобразователем является обычный выпрямитель. Когда же необходимо изменение направления тока в нагрузке при изменении на 180° фазы входного напряжения, применяют демодуляторы: пассивные (диодные или транзисторные ключевые) или активные (фазочувствительные усилители) [2].

Если входной сигнал представляет собой медленно меняющееся (постоянное) напряжение, то на входе усилителя среднего значения тока необходим модулятор, преобразующий медленно меняющееся напряжение в переменное с постоянной частотой, амплитуда которого пропорциональна величине входного напряжения, а фаза изменяется на 180° при изменении полярности входного напряжения.

После модуляции напряжение сигнала усиливается с помощью усилителя переменного тока, а затем демодулируется. Такое двойное преобразование медленно меняющихся сигналов необходимо потому, что устройство, состоящее из модулятора, усилителя переменного тока и демодулятора, обладает значительно лучшей ста-

бильностью основных параметров, чем усилитель постоянного тока без преобразования сигнала. Во многих случаях «усложнение» усилителя среднего значения за счет двойного преобразования сигнала является кажущимся, так как демодулятор может являться усилительным каскадом, а модулятор при микроминиатюрном исполнении занимает объем, равный объему обычного транзистора.

Так как усилители переменного тока рассмотрены в предыдущем параграфе, здесь рассмотрим модуляторы и демодуляторы как составные части усилителя среднего значения тока.

Транзисторные модуляторы. Модуляторы предназначены для преобразования медленно меняющегося напряжения сигнала в переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна мгновенному значению напряжения сигнала, а фаза изменяется на 180° при изменении полярности напряжения сигнала. Частота переменного напряжения определяется частотой опорного (коммутирующего) напряжения u_0.

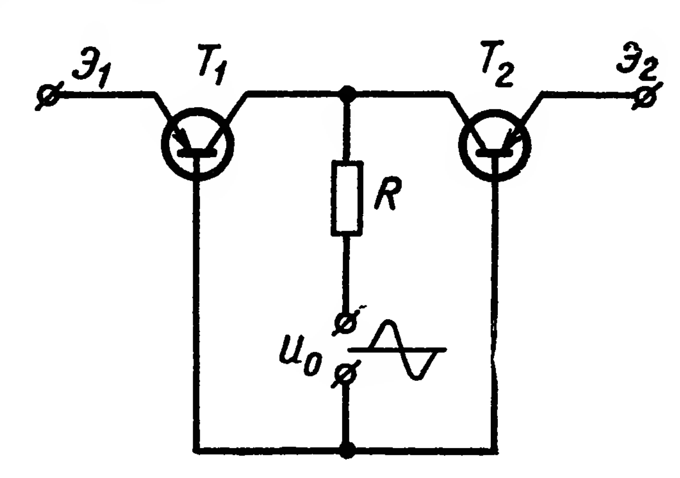


Рис. III.9. Два транзистора, соединенных по схеме полупроводникового «ключа»

Напряжение сигнала обычно изменяется с частотой до нескольких герц, частота коммутирующего напряжения, в зависимости от источников питания, обычно составляет от 50 до 400—500 Гц и реже до нескольких килогерц.

Основным элементом любого модулятора является прерыватель (переключатель) — устройство, внутреннее сопротивление которого изменяется в определенных пределах с частотой коммутирующего напряжения. В качестве прерывателей в модуляторах, применяемых в усилительных устройствах, используют электромагнитные вибраторы, магнитные усилители, электронные лампы, полупроводниковые диоды и триоды, полупроводниковые приборы, основанные на принципе эффекта Холла и т. п.

Использование транзисторов в качестве переключателей позволяет построить схемы модуляторов, обладающие весьма высокой линейностью и температурной стабильностью характеристик. Существенным достоинством схем на транзисторах в ключевом режиме является хорошая их воспроизводимость.

Полупроводниковый переключатель, или «ключ», образуется двумя транзисторами, включенными по схеме, изображенной на рис. III.9. К коллекторам и базам двух транзисторов подводится опорное напряжение u_0 прямоугольной или синусоидальной формы. При положительном потенциале коллекторов в их цепях протекают прямые токи и оба коллектора могут выполнять роль эмиттеров. При этом каждый из эмиттеров может проводить ток в любом направлении, работая или как диод в прямом направлении, или как коллектор в обратном направлении. Следовательно, цепь $Э_1$ — $Э_2$ может проводить ток в любом направлении, т. е. представляет собой замкнутый ключ.

Следует заметить, что при протекании прямого тока в цепи коллектора эмиттерный переход, используемый как диод в прямом направлении, обладает значительно более низким сопротивлением, чем тот же переход при отключенной цепи коллектора или обычный плоскостной диод. Поэтому вольт-амперная характеристика замкнутого ключа весьма линейна, начиная от долей милливольта подведенного напряжения.

При отрицательном потенциале коллекторов в их цепях протекают лишь незначительные обратные токи. Ни один из эмиттеров не может выполнять роль коллектора. Поэтому при любой полярности подведенного напряжения один из эмиттерных переходов

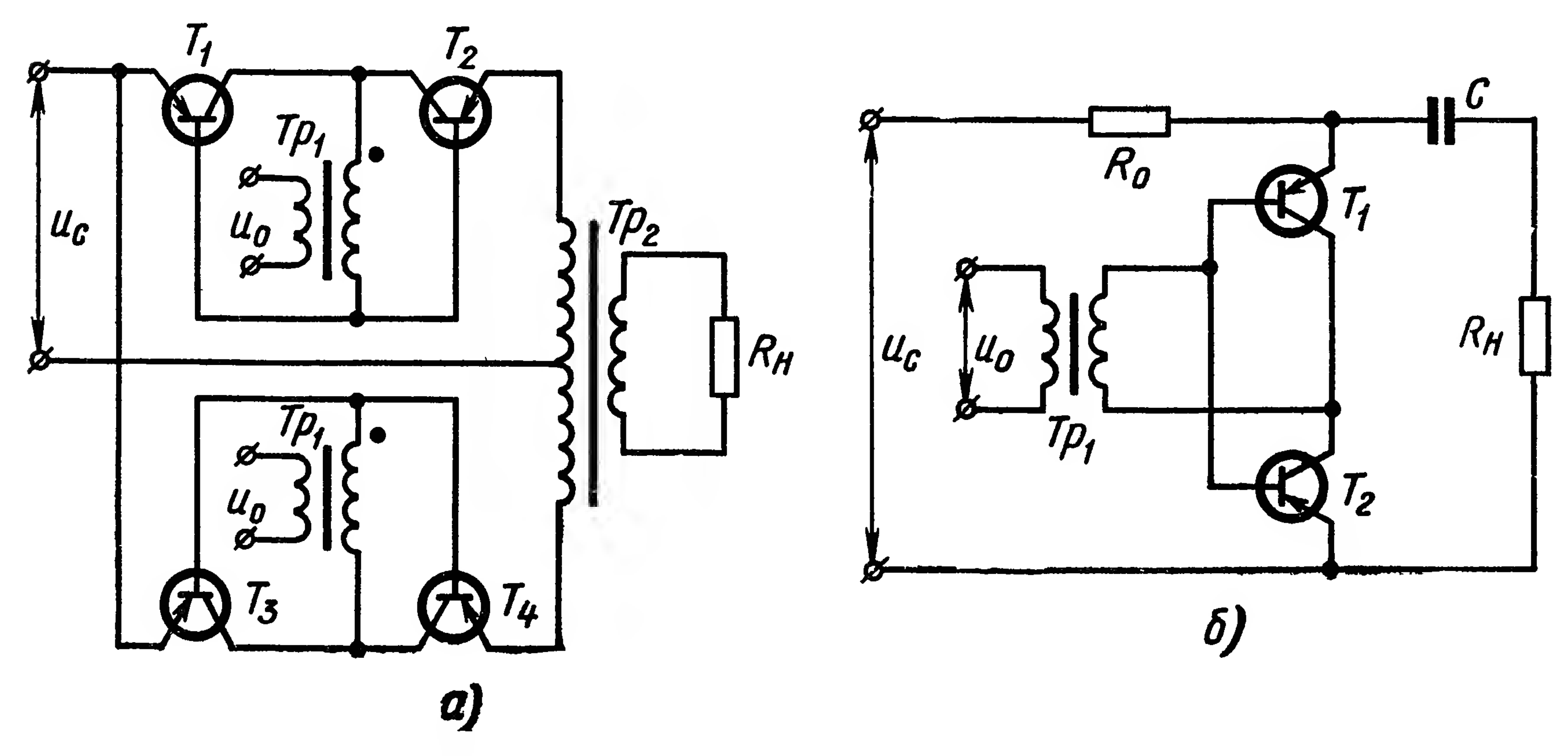


Рис. III.10. Ключевые модуляторы:

а — двухполупериодный с трансформаторной связью с нагрузкой; *б* — однополупериодный с реостатно-емкостной связью с нагрузкой

запирает цепь и полупроводниковый переключатель будет разомкнут.

Связь полупроводникового переключателя с нагрузкой может быть трансформаторной или реостатно-емкостной (рис. III.10).

Рассмотрим основные расчетные соотношения для некоторых схем модуляторов на транзисторах в ключевом режиме.

Входное сопротивление модулятора $R_{вх}$ определим как отношение напряжения источника сигнала к среднему значению входного тока за период коммутации. Коэффициент передачи модулятора по напряжению K_U определим как отношение действующего значения первой гармоники напряжения на сопротивлении нагрузки к напряжению источника сигнала.

Напряжение на нагрузке модулятора полагаем прямоугольным. Сопротивление нагрузки $R_{нп}$ есть приведенное к выходным клеммам модулятора сопротивление нагрузки по переменному току. Сопротивление эмиттерного перехода в обратном направлении при запертой цепи коллектора обозначим $r_{э0}$. Приближенные выражения соответствуют условию $r_{э0} \gg R_{нп}$, что справедливо при обратном

токе эмиттера, значительно меньшем по сравнению с входным током проводящего полупериода.

Для двухполупериодного модулятора с трансформаторным выходом (рис. III.10, *а*) будем иметь

$$R_{вх}=\frac{R_{нп}r_{э0}}{R_{нп}+r_{э0}}\approx R_{нп}, \qquad (III.29)$$

$$K_U=0,9\frac{r_{э0}}{R_{нп}+r_{э0}}\approx 0,9. \qquad (III.30)$$

Для однополупериодного модулятора с реостатно-емкостным выходом и одним прерывателем (рис. III.10, *б*) получим следующие приближенные выражения:

$$R_{вх}\approx 2R_{нп}\frac{m(m+1)}{2m+1}; \qquad (III.31)$$

$$K_U\approx\frac{0,45}{m+1}, \qquad (III.32)$$

где $m = R_0/R_{нп}$.

В настоящее время применяются транзисторные модуляторы в интегральном исполнении. Величина ложного сигнала на выходе интегрального переключателя может не превышать 10^{-8} А и 10^{-5} В. Таким образом, большинство практических задач сейчас могут быть решены без применения механических переключателей.

Полупроводниковые демодуляторы. Для преобразования переменного напряжения сигнала в постоянное (пульсирующее), полярность которого определяется сдвигом фаз между напряжением сигнала и опорным напряжением, применяются преобразовательные устройства; называемые демодуляторами. Величина выходного напряжения демодулятора должна быть пропорциональна напряжению сигнала в определенном диапазоне его изменения. За пределами этого диапазона выходное напряжение должно быть неизменным.

Напряжение сигнала $u_с(\omega t)$ и опорное (коммутирующее) напряжение $u_о(\omega t)$ должны быть получены от одного источника. В общем случае напряжение сигнала $u_с(\omega t)$ является несинусоидальным.

Основные свойства демодулятора определяются зависимостью среднего выпрямленного напряжения на нагрузке от амплитуд и фаз гармонических составляющих напряжения сигнала.

Среднее выпрямленное значение напряжения на нагрузке однополупериодного демодулятора от нечетной гармоники напряжения сигнала определяется следующим выражением:

$$U_{средн}=\frac{1}{n\pi}U_{nm}\cos\varphi_n, \qquad (III.33)$$

где n — номер нечетной гармоники;
U_{nm} — амплитуда n-й нечетной гармоники;
φ_n — начальная фаза n-й нечетной гармоники.

Среднее выпрямленное значение напряжения на нагрузке от первой гармоники ($n = 1$)

$$U_{\text{средн}} = \frac{1}{\pi} U_{1m} \cos \varphi_1 . \qquad \text{(III.34)}$$

При $\varphi_1 = 0$ напряжение на нагрузке имеет наибольшую величину. С увеличением угла сдвига фаз φ_1 напряжение на нагрузке уменьшается и при $\varphi_1 = \pm 90^\circ$ оно равно нулю. Это свойство демодулятора часто используется для подавления 90-градусной (квадратурной) составляющей сигнала.

При $\varphi_1 > 90^\circ$ напряжение на нагрузке меняет знак и при $\varphi_1 = 180^\circ$ достигает наибольшей величины обратной полярности. Это свойство демодулятора является основным.

Напряжение на нагрузке демодулятора зависит от наличия высших нечетных гармоник напряжения сигнала, но их влияние ослабляется пропорционально номеру гармоники.

Среднее выпрямленное значение напряжения на нагрузке от любой четной гармоники напряжения сигнала равно нулю и не зависит ни от начальной фазы чётной гармоники, ни от ее амплитуды. Это свойство позволяет использовать демодулятор для подавления четных гармоник напряжения сигнала.

В двухполупериодной схеме демодулятора напряжение на нагрузке от всех гармоник напряжения сигнала в 2 раза больше, чем в однополупериодной.

Каскад, предназначенный для демодуляции без усиления сигнала по мощности, называют фазочувствительным выпрямителем, а каскад, используемый для демодуляции при одновременном усилении сигнала по мощности, обычно называют фазочувствительным усилительным каскадом, или фазочувствительным усилителем.

Одна из наиболее распространенных схем однополупериодного выпрямления приведена на рис. III.11. В схеме плечи моста образованы источниками питания и сопротивлениями нагрузки. При этом транзистор включен в диагональ моста. Переменное напряжение питания $u_{\text{п}}$ подводится к схеме от вторичной обмотки силового трансформатора, имеющей вывод от средней точки, нагрузка включается по дифференциальной схеме. Если нагрузка не имеет вывода от средней точки, то в плечи моста надо включить четыре диода, в одну диагональ — источник питания, в другую — транзистор. Двухполупериодный вариант схемы показан на рис. III.12, в которой при нулевом напряжении сигнала через сопротивление нагрузки протекает переменный ток. В первый полупериод амплитуда этого тока $I = S_{i1} I_{\text{к01}} + I_{\text{д1}} + I_{\text{д2}} - S_{i2} I_{\text{к02}} - I_{\text{д7}} - I_{\text{д8}}$, а во второй полупериод $I_{\text{ост}} = S_{i2} I_{\text{к02}} + I_{\text{д5}} + I_{\text{д6}} - S_{i1} I_{\text{к01}} - I_{\text{д3}} - I_{\text{д4}}$. Поэтому среднее значение тока в нагрузке при напряжении сигнала, равном нулю, не зависит от обратных коллекторных токов транзисторов и коэффициентов нестабильности S_{i1} и S_{i2}, полностью определяется разностью обратных токов двух групп диодов, каждая из которых состоит из четырех диодов. Так как обратный ток

диода мало зависит от обратного напряжения, ток в нагрузке при нулевом напряжении сигнала

$$I_{н0} \approx (I_{д1} + I_{д2} + I_{д5} + I_{д6}) - (I_{д3} + I_{д4} + I_{д7} + I_{д8}). \quad (III.35)$$

В качестве фазочувствительных выпрямителей обычно применяются диодные мостовая или кольцевая схемы. Основным недостатком мостовой схемы является дрейф нуля, зависящий от неидентичности характеристик диодов, что является существенным

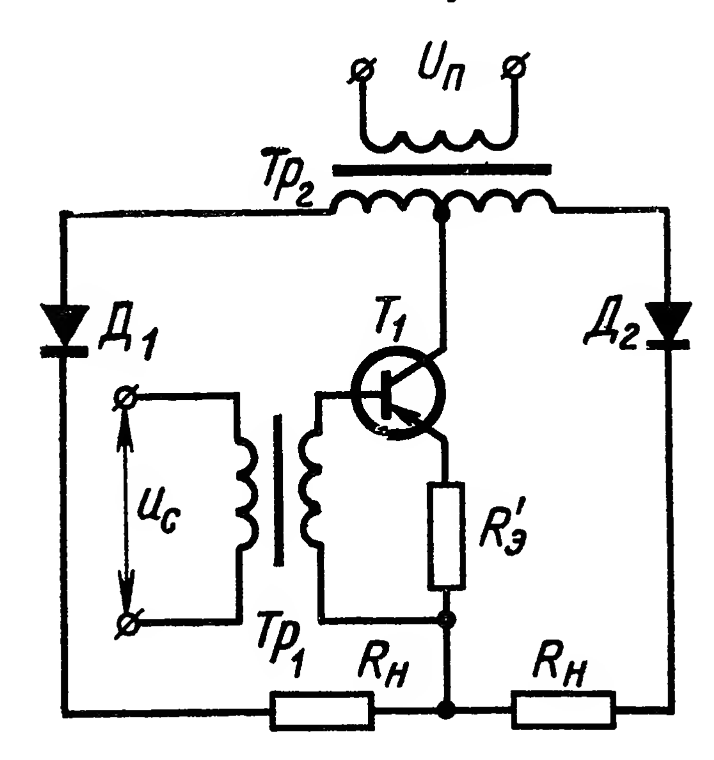


Рис. III.11. Однополупериодный фазочувствительный усилительный каскад с дифференциальной нагрузкой

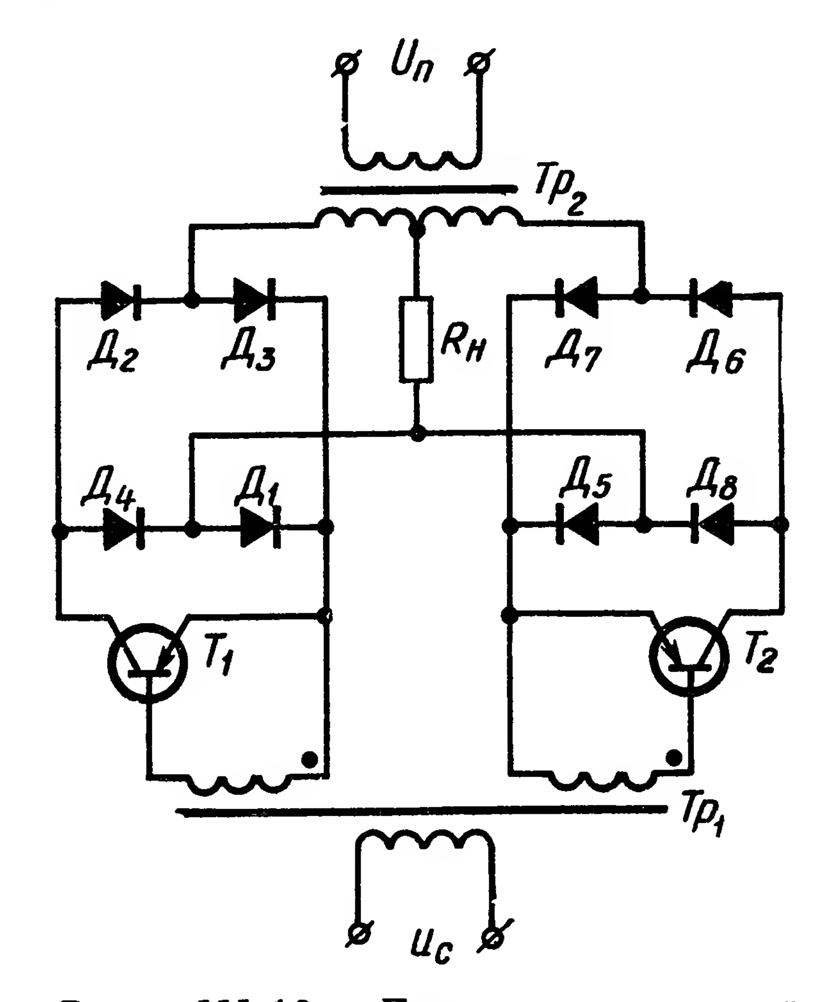


Рис. III.12. Двухполупериодный фазочувствительный усилительный каскад с недифференциальной нагрузкой

при низких уровнях мощности в нагрузке. Основным недостатком кольцевой схемы является низкий коэффициент передачи. Применение транзисторов в качестве переключателей позволяет построить схемы фазочувствительных выпрямителей, в значительной степени свободные от недостатков диодных схем [2].

3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

Режим переключения характеризуется чередованием состояний насыщения и отсечки транзистора. Транзистор в режиме переключения может быть использован в двух принципиально различных случаях.

Коммутирующее напряжение, изменяющееся во времени по заданному закону, можно подвести к цепи эмиттер — база (или коллектор — база). Тогда цепь эмиттер — коллектор может быть использована как прерыватель тока, создаваемого источником сигнала в сопротивлении нагрузки. В данном случае усилительные свойства транзистора не используются, транзистор является пассивным переключателем. Этот режим называется ключевым. Транзисторы в ключевом режиме с успехом применяются в маломощных

модуляторах и демодуляторах [2]. Основные достоинства транзисторных ключевых схем — малая мощность, затрачиваемая в цепи коммутации, высокий к. п. д. выходной цепи, хорошая линейность и стабильность характеристик.

Коммутирующее (управляющее) напряжение, позволяющее изменять соотношение между длительностью открытого и закрытого состояния транзистора, можно подвести к цепи эмиттер — база. Тогда цепь эмиттер — коллектор может быть использована как прерыватель тока, создаваемого источником питания в сопротивлении нагрузки. В этом случае транзистор используется одновременно как прерыватель и усилитель мощности, поэтому он является активным переключателем, позволяющим получить усилитель, работающий в режиме переключения. Основное достоинство режима переключения (режима D) заключается в высоком коэффициенте полезного действия, во много раз большем, чем в режимах непрерывного регулирования мощности.

Главным условием успешного проектирования и практического исполнения силовых транзисторных переключающих устройств является применение методов, обеспечивающих получение минимальной мощности, рассеиваемой как в транзисторах, так и в пассивных элементах схем (резисторах) при заданной мощности в нагрузке. Для этого в насыщенных транзисторах должно быть минимальным напряжение коллектор — эмиттер, в запертых транзисторах — минимальным коллекторный ток; во время переключения должна быть максимальной скорость изменения коллекторного тока, а в цепях управления силовыми транзисторами — рассеиваться минимальная мощность.

Взаимозаменяемость транзисторов в переключающих схемах безусловно обеспечивается, если их расчет производить, полагая коэффициент усиления по току $B_{ст}$ минимальным, а $I_{к0}$ — максимальным. Температурная стабильность статического режима переключающих схем означает, что даже при минимальном $B_{ст}$ и максимальном $I_{к0}$ все транзисторы должны находиться в состоянии насыщения или отсечки, не выходя в активную область. Это требование также выполняется при $I_{к0}$ минимальном, а $B_{ст}$ максимальном.

Статические состояния транзистора. Признаком насыщенного состояния транзистора типа $p-n-p$ является положительная полярность напряжений на обоих переходах, т. е. $U_{эб} > 0$, $U_{кб} > 0$. При этом коллекторный ток получается меньшим, чем в активной области ($U_{кб} < 0$) или в граничном режиме ($U_{кб} = 0$). В насыщенном транзисторе $I_{кн} < B_{ст} I_{бн}$, где $B_{ст}$ — статический коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером. Величина $q_{н} = B_{ст} I_{бн}/I_{кн}$ характеризует глубину насыщения транзистора и называется коэффициентом насыщения. Разность $I_{бн} - I_{кн}/B_{ст}$ называется избыточным током базы $I_{б\,изб}$.

В граничном режиме $q_{н} = 1$, $I_{б\,изб} = 0$, $I'_{к} = B_{ст} I'_{б}$, $U_{кэ} = U_{бэ}$. В области насыщения $q_{н} > 1$, $I_{б\,изб} > 0$, $I_{кн} < B_{ст} I_{бн}$, $U_{кэн} < U_{бэн}$.

Особенно существенно, что даже при небольших значениях $q_н = 1,2 \div 1,5$ напряжение коллектор — эмиттер меньше, чем в граничном режиме. Это приводит к снижению мощности, рассеиваемой в выходной цепи транзистора.

Простейшая эквивалентная схема транзистора в области насыщения (рис. III.13) может быть представлена в виде четырехполюс-

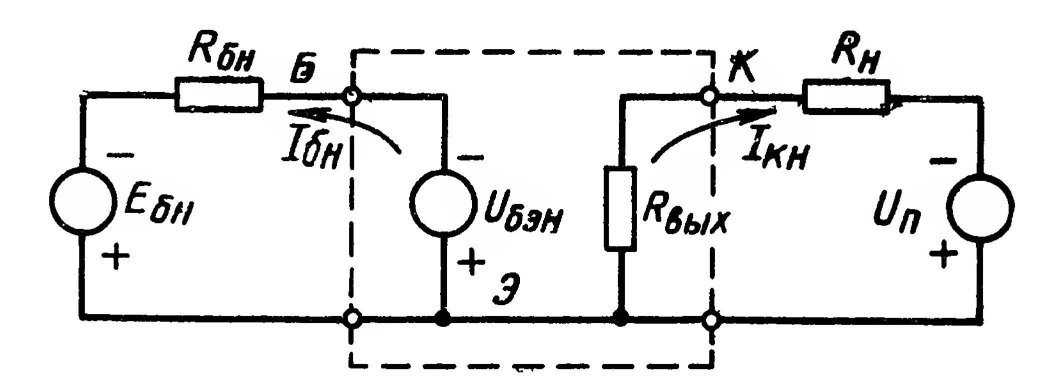


Рис. III.13. Простейшая эквивалентная схема насыщенного транзистора с подключенными источниками во входной и выходной цепях

ника с входным напряжением $U_{бэ} \approx I'_к/S_д$ и приблизительно линейным выходным сопротивлением $R_{вых} \approx \alpha_и/S_д$, где $S_д$ — дифференциальная крутизна характеристики $I_к = f(U_{бэ})$ при данной величине коллекторного тока.

Низкое дифференциальное входное сопротивление насыщенного транзистора определяет необходимость включения сопротивления $R_{бн}$ в цепь источника управляющего напряжения $E_{бн}$ (рис. III.13).

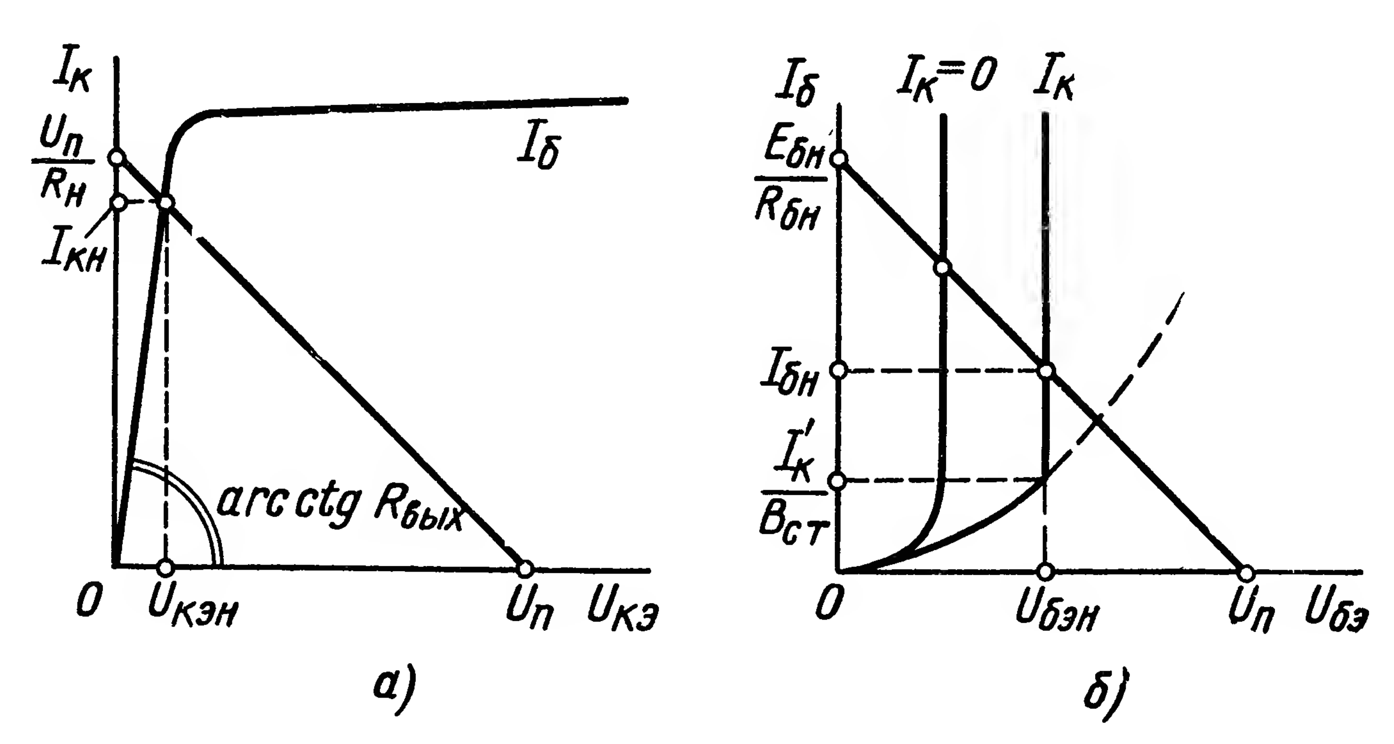


Рис. III.14. Графический расчет каскада с насыщенным транзистором:

а — выходная цепь; *б* — входная цепь

Для статического расчета выходной и входной цепей насыщенного транзистора (рис. III.14) справедливы следующие соотношения:

$$I_{кн} = \frac{U_п - U_{кэн}}{R_н} = \frac{U_п}{R_н + R_{вых}} \approx \frac{U_п}{R_н}; \quad \text{(III.36)}$$

$$I_{бн} = \frac{E_{бн} - U_{бэн}}{R_{бн}}, \quad \text{(III.37)}$$

где $U_п$ — напряжение питания выходной цепи;

$U_{кэн}$ — напряжение коллектор — эмиттер насыщенного транзистора;

$R_н$ — сопротивление в цепи коллектора;

$R_{вых}$ — выходное сопротивление насыщенного транзистора;

$E_{бн}$ — э. д. с. источника напряжения в цепи базы, необходимого для насыщения транзистора;

$R_{бн}$ — сопротивление в цепи базы, т. е. внутреннее сопротивление источника напряжения;

$U_{бэн}$ — напряжение база — эмиттер насыщенного транзистора.

В частном случае при $E_{бн} \approx U_п$

$$R_{бн} \approx \frac{U_п}{I_{бн}} \leqslant B_{ст} R_н. \qquad (III.38)$$

В области отсечки коллекторный ток минимален. Для этого эмиттерный переход должен быть заперт напряжением не менее

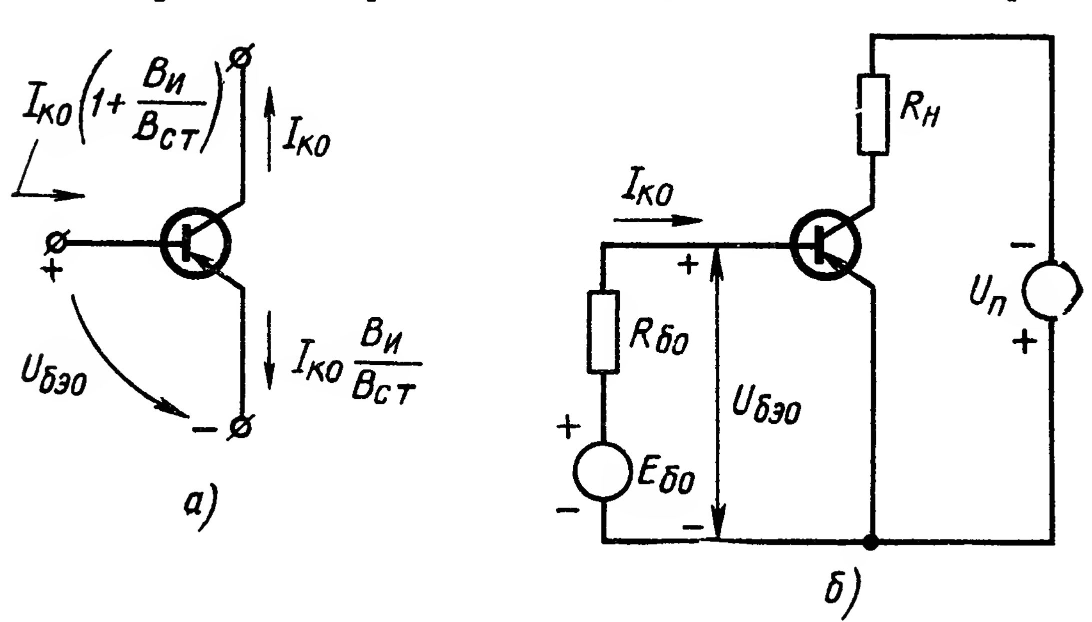


Рис. III.15. Транзистор в области отсечки:

а — соотношения между токами электродов; *б* — схема включения источника запирающего напряжения

$U_0 = \varphi_т \ln(1 + B_и)$, при котором ток эмиттера равен нулю. Величина температурного потенциала $\varphi_т$ при $+20°$ С равна 25 мВ, поэтому U_0 при $\alpha < 0{,}99$ не превышает 0,12 В. Практически запирающее напряжение $U_{бэо}$ выбирают больше U_0, в пределах от 0,3—0,5 В до нескольких вольт. В области отсечки токи электродов транзистора определяются следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned} &I_к \approx I_{ко}; \\ &I_э \approx -I_{ко}\frac{B_и}{B}; \quad I_б \simeq -I_{ко}\left(1+\frac{B_и}{B}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (III.39)$$

где $B_и$ $(\alpha_и)$ — коэффициент усиления по току в инверсном режиме транзистора.

Направления токов показаны на рис. III.15, *а*. Приближенно, с точностью, достаточной для статического расчета силовых переключающих схем, можно полагать в области отсечки

$$I_к \approx I_{ко}; \; I_э \approx 0; \; I_б \approx -I_{ко}. \} \qquad (III.40)$$

Расчет цепи запирания транзистора (рис. III.15, *б*) производится из соотношения

$$R_{бо} \leqslant \frac{E_{бо} - U_{бэо}}{I_{ко\,max}}, \qquad (III.41)$$

где $I_{ко\,max}$ — максимально возможное значение обратного коллекторного тока при заданной температуре переходов транзистора.

Выбирая $E_{бо}$, следует учитывать, что при уменьшении $I_{ко}$ величина $U_{бэо}$ приближается к $E_{бо}$, а направление на коллекторном переходе стремится к $U_п + E_{бо}$. Поэтому $E_{бо}$ желательно иметь значительно меньше напряжения питания схемы. Сопротивление $R_{бо}$ в принципе может быть как угодно уменьшено по сравнению с величиной, определяемой из условия отсечки. При этом лишь увеличивается $U_{бэо}$, приближаясь к $E_{бо}$.

Схема управления в наиболее общем виде состоит из источника отпирающего напряжения $E_{бн}$ с внутренним сопротивлением $R_{бн}$ и источника запирающего напряжения $E_{бо}$ с внутренним сопротивлением $R_{бо}$. Источники могут быть включены параллельно или

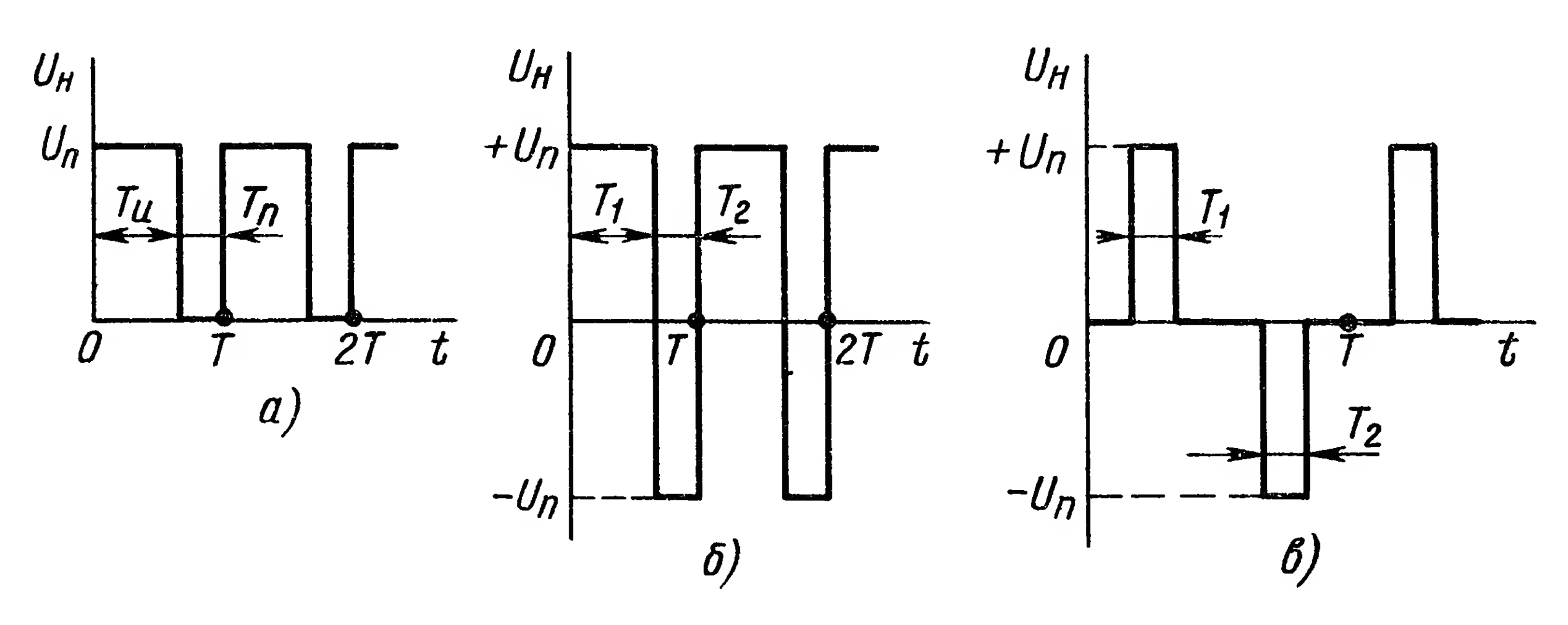


Рис. III.16. Эпюры напряжений на нагрузке:

а — в первом импульсном режиме; *б* — во втором импульсном режиме; *в* — в третьем импульсном режиме

последовательно. Некоторые элементы этой схемы должны скачкообразно изменять свои параметры так, чтобы в одном состоянии эквивалентная схема цепи управления удовлетворяла условию насыщения, а в другом состоянии — условию отсечки.

Схемы с транзисторами, работающими в режиме переключения, и методы их расчета описаны в работах [2,15].

Режимы импульсного регулирования мощности. При питании оконечного каскада импульсного усилителя от источника постоянного напряжения и безразрывной коммутации цепи нагрузки напряжение на нагрузке имеет прямоугольную форму. Возможны три различных режима импульсного регулирования мощности.

1. Первый импульсный режим, в котором осуществляется питание нагрузки прямоугольным напряжением неизменной полярности (рис. III.16, *а*). При этом $T_и + T_п = T$. Данный режим применим для регулирования мощности нулевой гармоники в LR-нагрузке без реверсирования тока как без противо-э. д. с., так и при ее наличии. Нулевая гармоника (постоянная составляющая) тока определяется выражением

$$I_0 = I_m\left(K_з - \frac{E}{U_п}\right), \qquad (III.42)$$

где I_m — максимальное значение тока, равное $U_п/R_н$;

$K_з$ — коэффициент заполнения, равный $T_и/T$;

E — противо-э. д. с. в цепи нагрузки.

Амплитуда пульсаций тока в LR-нагрузке не зависит от противо-э. д. с. и максимальна при $K_з = 0,5$. При этом

$$\frac{\Delta I_{max}}{2} \approx I_m \frac{T}{8\tau} = I_m \frac{a}{8}. \qquad \text{(III.43)}$$

Амплитуда первой гармоники пульсаций при $K_з = 0,5$ определяется выражением

$$I_{1m} \approx I_m \frac{T}{\pi^2 \tau} \approx I_m \frac{a}{10}. \qquad \text{(III.44)}$$

При $a = T/\tau \leqslant 1$ действующее значение тока нагрузки определяется выражением

$$I_д^2 \approx I_m^2 K_з^2 \left[1 + \frac{a^2}{12}(1 - K_з)^2\right]. \qquad \text{(III.45)}$$

При $K_з = 9,5$

$$I_д^2 \approx \frac{I_m^2}{4}\left(1 + \frac{a^2}{48}\right). \qquad \text{(III.46)}$$

2. Второй импульсный режим, в котором осуществляется питание нагрузки прямоугольным переменным напряжением. Импульсы напряжения чередующейся полярности следуют непрерывно. При этом $T_1 + T_2 = T$ (рис. III.16, *б*). Данный режим применим для регулирования мощности нулевой гармоники в LR-нагрузке как без противо-э. д. с., так и при ее наличии, обеспечивая непрерывность тока при любых параметрах нагрузки и его реверсирование.

Нулевая гармоника тока определяется выражением

$$I_0 = I_m \left[(2K_з - 1) - \frac{E}{U_п}\right], \qquad \text{(III.47)}$$

где $K_з = T_1/T$.

Амплитуда пульсаций тока в LR-нагрузке не зависит от противо-э. д. с. и максимальна при $K_з = 0,5$. При этом по аналогии с выражениями (III.43) и (III.44)

$$\frac{\Delta I_{max}}{2} \approx I_m \frac{T}{4\tau} = I_m \frac{a}{4}; \qquad \text{(III.48)}$$

$$I_{1m} \approx I_m \frac{2T}{\pi^2 \tau} \approx I_m \frac{a}{5}. \qquad \text{(III.49)}$$

При $a = T/\tau \leqslant 1$ действующее значение тока нагрузки определяется соотношением

$$I_д^2 \approx I_m^2 \left[(2K_з - 1)^2 + \frac{a^2}{3} K_з^2 (1 - K_з)^2\right]. \qquad \text{(III.50)}$$

При $K_з = 0,5$

$$I_д^2 \approx \frac{I_m^2}{4} \cdot \frac{a^2}{12}. \qquad \text{(III.51)}$$

3. Третий импульсный режим, в котором осуществляется питание нагрузки прямоугольным переменным напряжением. Импульсы напряжения чередующейся полярности следуют с промежутками, в которых напряжение на нагрузке равно нулю (рис. III.16, *в*). При этом $T_1 + T_2 \leqslant T$. Данный режим имеет практическое значение при $T_1 = T_2$, тогда постоянная составляющая напряжения на нагрузке равна нулю и осуществляется регулирование мощности первой гармоники в LR-нагрузке.

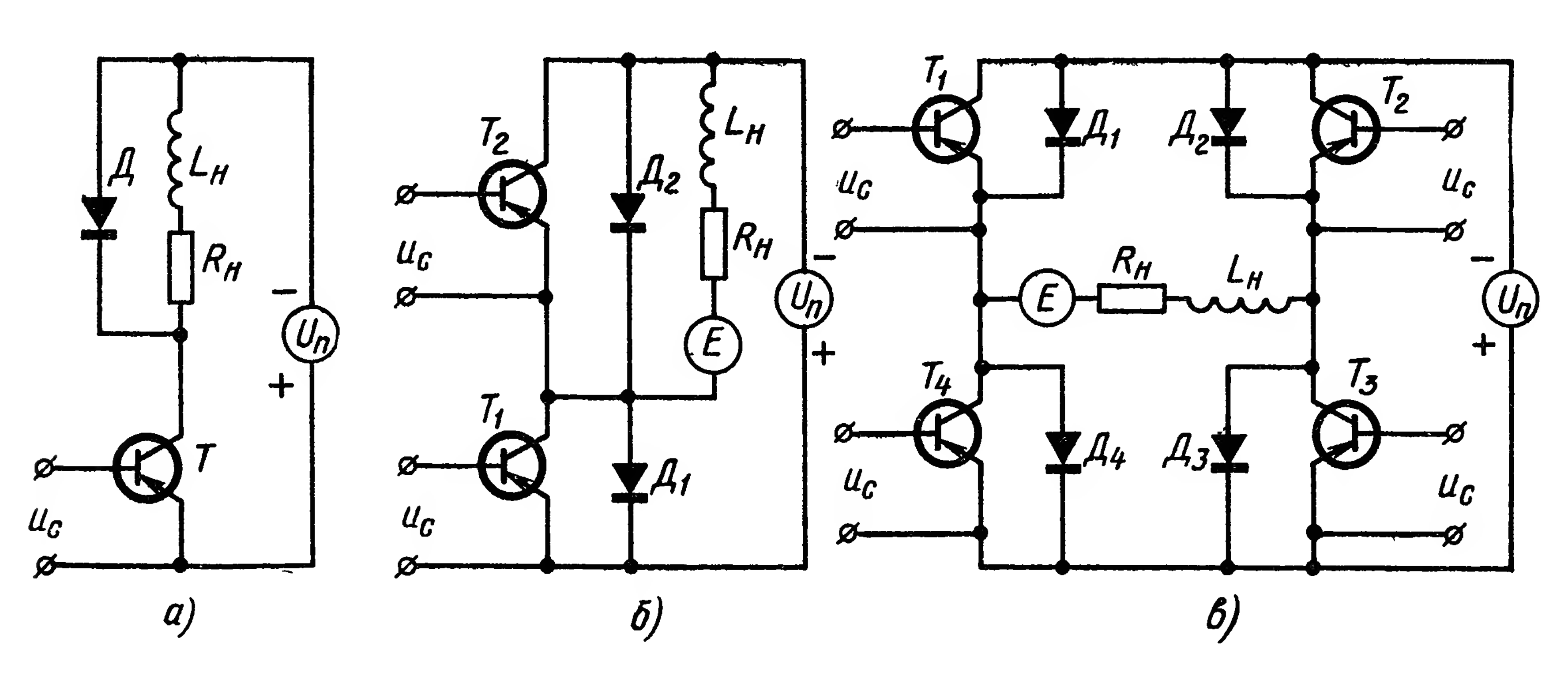


Рис. III.17. Схемы оконечных каскадов:

а — схема с включающим транзистором и замыкающим диодом; *б* — схема с включающим и замыкающим транзисторами; *в* — мостовая схема оконечного каскада усилителя в режиме переключения

Амплитуда первой гармоники напряжения на нагрузке определяется выражением

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} U_{п} \sin \frac{\pi K_з}{2}, \qquad \text{(III.52)}$$

где $K_з = 2T_1/T$.

В третьем импульсном режиме частота первых гармоник напряжений и тока равна частоте следования импульсов. Для регулирования первой гармоники можно применить также первый или второй импульсный режим при условии, что частота следования импульсов будет значительно выше требуемой частоты первой гармоники (режим D).

Реализация различных импульсных режимов регулирования мощности требует вполне определенной структуры выходного каскада усилителя независимо от принципа действия и схемы устройства управления силовыми транзисторами. Практическое значение имеют следующие три схемы оконечных каскадов.

1. Схема (рис. III.17, *а*) с включающим транзистором и замыкающим диодом, в которой осуществляется первый импульсный режим. Эта схема является единственной, необходимой для регулирования мощности в LR-нагрузке без противо-э. д. с. E при неизменном направлении тока в нагрузке. Применяя эту схему для импульсного регулирования электродвигателя постоянного тока

по цепи якоря, следует иметь в виду, что в некоторых режимах работы электродвигателя ток якоря будет разрывным. Это уменьшает жесткость механических характеристик электродвигателя. Кроме того, данная схема не обеспечивает динамического торможения электродвигателя.

2. Схема (рис. III.17, *б*) с включающим и замыкающим транзисторами, в которой осуществляется первый импульсный режим. Эта схема необходима только при наличии противо-э. д. с. и также не обеспечивает реверсирования тока в нагрузке. Жесткость механических характеристик электродвигателя не ухудшается. Схема обеспечивает режим динамического торможения.

3. Мостовая схема (рис. III.17, *в*), в которой осуществляется любой из трех импульсных режимов при любых параметрах нагрузки. Схема применяется для регулирования и реверсирования нулевой или первой гармоники тока. При управлении электродвигателями жесткость механических характеристик сохраняется практически естественной и обеспечивается рекуперативное или динамическое торможение.

Все практические схемы для коммутации индуктивно-активных нагрузок и регулирования мощности в них могут быть выполнены на основе транзисторных релейных схем. При наличии источника переменного напряжения следует отдать предпочтение схемам на тиристорах (см. § 8 гл. III). Однако при питании от источника постоянного напряжения более рациональными оказываются транзисторные схемы даже при максимальной мощности в несколько киловатт. Методы расчета переключающих реле и примеры их применения изложены в работе [15].

При проектировании и расчете усилителей, работающих в режиме переключения, необходимо использовать в совокупности все методы, способствующие предельному уменьшению мощностей, рассеиваемых в транзисторах. Мощность, рассеиваемая в транзисторе, складывается из трех составляющих: мощности, рассеиваемой за время запертого состояния (отсечки) $P_{ро}$; мощности, рассеиваемой за время переключения $P_{р\,пер}$; мощности, рассеиваемой за время насыщенного состояния $P_{рн}$.

Составляющая $P_{ро}$ обычно мала. Составляющая $P_{р\,пер}$ не должна быть основной. Для этого необходимо выбирать рабочую частоту значительно ниже максимальной частоты транзистора, форсировать процессы включения и отключения коллекторного тока, а также применять реактивные элементы в выходной цепи транзистора, чтобы переключения из состояния отсечки в состояние насыщения происходили при малом токе коллектора, а переключения из состояния насыщения в состояние отсечки — при малом напряжении коллектор — эмиттер.

Мгновенная мощность, рассеиваемая в насыщенном транзисторе, складывается из двух частей:

$$p_{рн} = i_к u_{кэ} + i_б u_{бэ}. \qquad (III.53)$$

Для уменьшения этой мощности необходимо при заданном коллекторном токе (токе нагрузки) иметь возможно малым напряжение коллектор — эмиттер, т. е. иметь малым выходное сопротивление насыщенного транзистора. Последнее уменьшается при увеличении тока базы, т. е. увеличении коэффициента насыщения. Однако при этом увеличивается мощность, рассеиваемая в цепи базы. При некотором коэффициенте насыщения суммарная мощность, рассеиваемая в насыщенном транзисторе, минимальна. Меньшим выходным сопротивлением в области насыщения обладают германиевые транзисторы, а более высоким — кремниевые транзисторы. Несмотря на это, кремниевые транзисторы применяются в аппаратуре, работающей в широком температурном диапазоне. Всегда желательно применение транзисторов с максимально большим усилением по току.

Весьма эффективным методом уменьшения выходного сопротивления насыщенных транзисторов, а также основным методом повышения выходной мощности импульсных усилителей является параллельное включение транзисторов. При параллельном включении необходимо, чтобы температура всех транзисторов не превышала допустимой. Желательно, чтобы температура переходов полупроводниковых элементов была приблизительно одинаковой. При одинаковых условиях охлаждения отклонение температуры перехода $\Delta t_п$ от номинальной (средней) определяется выражением

$$\Delta t_п = \frac{\Delta P_р}{P_р}(t_п - t_с), \qquad \text{(III.54)}$$

где $P_р$ — номинальная рассеиваемая мощность;
$\Delta P_р$ — отклонение мощности рассеяния от номинальной;
$t_п$ — номинальная температура перехода;
$t_с$ — температура окружающей среды.

Допустимое относительное отклонение мощности рассеяния от номинальной определяется отношением

$$\frac{\Delta P_р}{P_р} = \frac{\Delta t_п}{t_п - t_с}. \qquad \text{(III.55)}$$

Для осуществления параллельного включения транзисторов в режиме переключения следует рекомендовать два метода: подбор транзисторов по крутизне характеристики $I_к = f(U_{бэ})$ в граничном режиме или включение отдельного одинакового сопротивления в цепь эмиттера каждого транзистора.

Разделение транзисторов на 2—3 группы по крутизне характеристик в граничном режиме не представляет существенных трудностей и обеспечивает практически полное использование всех транзисторов без отходов.

Второй метод параллельного включения транзисторов в режиме переключения допускает использование всех транзисторов без раз-

деления на группы. Для этого в цепи эмиттеров всех транзисторов включаются отдельные одинаковые сопротивления $R_э$:

$$R_э = \sqrt{R_{вых\,min} R_{вых\,max}}. \qquad (III.56)$$

Основная задача при проектировании любого мощного полупроводникового устройства заключается в получении заданной мощности в нагрузке не при минимальном количестве транзисторов, а при минимальной мощности, рассеиваемой в них, которая определяет необходимую поверхность теплоотвода, т. е. габариты усилителя. Поэтому параллельное включение транзисторов является не только необходимым для получения заданного тока нагрузки, но и целесообразным для уменьшения габаритов усилителя. Экспериментальные исследования свидетельствуют о возможности и рациональности параллельного соединения десятков и сотен транзисторов. При большом количестве параллельно включенных транзисторов существенно снижается результирующее выходное сопротивление усилителя, а пробой некоторых из них приводит к выгоранию активной части транзисторов, которое происходит настолько быстро, что не нарушает работоспособности усилителя. В результате остаются включенными лишь те транзисторы, которые вполне пригодны для параллельного соединения, обеспечивая надежную работу каскада. Процесс «естественного отбора» эффективен лишь при условии, когда номинальный ток нагрузки достаточен для быстрого выгорания любого из параллельно включенных транзисторов.

Управление силовыми транзисторами. Высокая эффективность транзисторных переключающих устройств может быть достигнута лишь при рациональном выполнении всех функциональных блоков, в том числе и схем управления силовыми (выходными) транзисторами.

Для управления силовым транзистором в его входной цепи необходимо иметь два эквивалентных источника: насыщающий и запирающий. Назначение схем управления сводится к тому, чтобы, изменяя мощность этих источников, осуществлять насыщение и запирание транзистора. Наиболее экономичным является предельный случай изменения мощности источников во входной цепи транзистора, в котором источники поочередно подключаются к эмиттерному переходу транзистора, обеспечивая необходимую величину базового тока $I_б$.

Чтобы переключения силового транзистора происходили с минимальными потерями, схемы управления должны формировать прямоугольные импульсы тока базы. Это требование хорошо выполняют транзисторные релейные и автогенераторные схемы, причем для наибольшей эффективности положительная обратная связь не должна охватывать силовой транзистор.

Изменяя по желаемому закону напряжение во входной цепи релейной схемы управления транзистором, можно осуществлять ее переключение в разные моменты времени. Это позволяет преобразовывать медленно меняющиеся (не импульсные) входные сигналы

в прямоугольные импульсы, необходимые для обеспечения переключений транзистора, обеспечивая желаемый закон регулирования мощности: широтно-импульсный, частотный и т. д. В качестве релейных схем могут применяться триггеры с коллекторной и эмиттерной положительной обратной связью, мультивибраторы и любые другие устройства релейного типа [2,15]. Одна из таких схем, выполненная на базе полупроводникового реле, которое содержит два транзистора T_1 и T_2 разной проводимости, показана на рис. III.18. Выходной транзистор T_2 полупроводникового реле коммутирует цепь источника U_1, необходимого для запирания силового транзистора T. Для синхронной коммутации цепи насыщающего источника U_2 введен транзистор T_3. Для уменьшения мощности, рассеиваемой в элементах схемы управления, величина

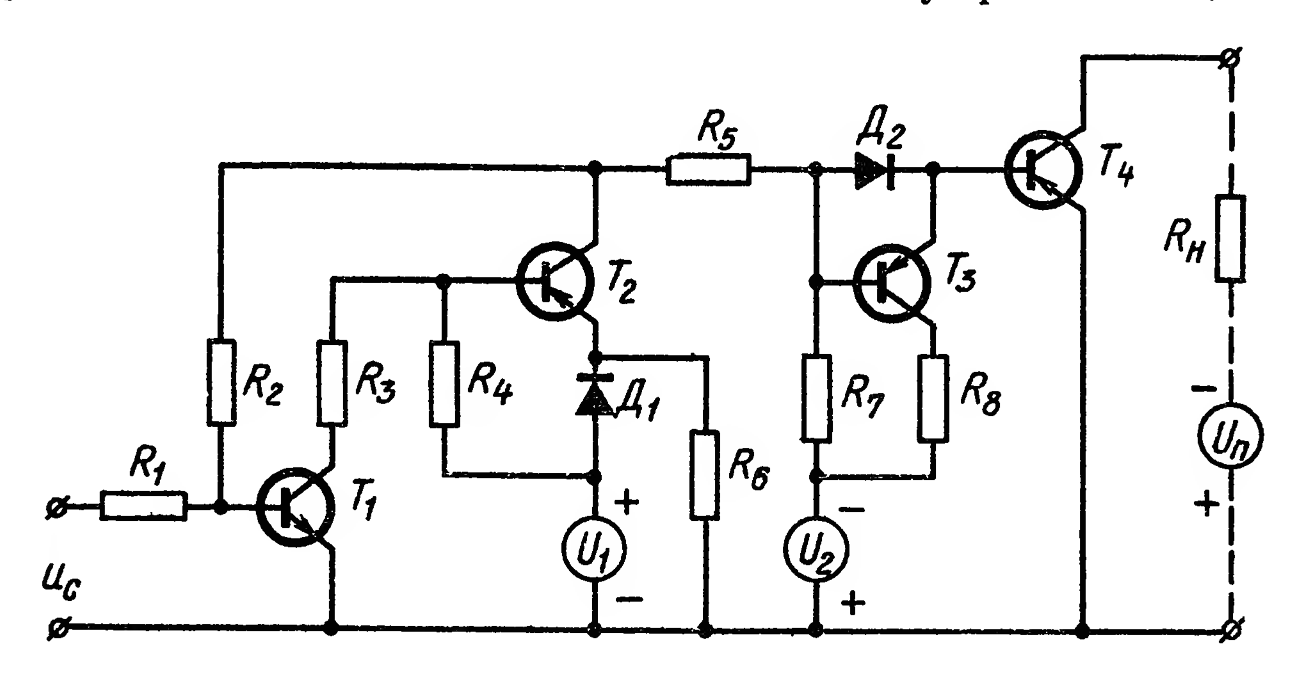


Рис. III.18. Релейная схема управления силовым транзистором

напряжения дополнительных источников U_1 и U_2 не должна превышать нескольких вольт.

При использовании транзисторно-магнитных автогенераторов для непосредственного осуществления режима переключения транзисторов представляют интерес следующие методы:

1) применение автогенераторов с регулируемой длительностью полупериодов;

2) формирование прямоугольного напряжения регулируемой частоты для управления транзисторами путем изменения напряжения питания автогенератора;

3) формирование прямоугольного переменного напряжения управления транзисторами путем регулирования угла сдвига фаз между напряжениями двух синхронизированных автогенераторов;

4) формирование прямоугольного переменного напряжения управления транзисторами путем сравнения напряжений, питающих два автогенератора, или сравнения частот, синхронизирующих два автогенератора.

Схемы, в которых реализованы первый и второй методы, достаточно просты, но не обеспечивают усиления аналогового входного сигнала.

Для реализации третьего и четвертого методов требуются два автогенератора. Автогенераторные схемы управления силовыми транзисторами сложнее, чем релейные транзисторные, но могут обеспечить более высокий к. п. д., что позволяет применять их в усилителях большой мощности.

Применение интегральных операционных усилителей в настоящее время позволяет достичь максимальной унификации устройств управления выходными транзисторами в широком диапазоне частот модуляции при сохранении высокой точности преобразования управляющего сигнала постоянного тока в импульсы базового тока выходных транзисторов.

4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ

Электродвигатели постоянного и переменного тока, электромагнитные муфты и электромагнитные механизмы широко применяются в качестве исполнительных устройств систем автоматики. Полупроводниковые управляющие устройства должны обеспечивать безразрывное регулирование тока нулевой или первой гармоники в обмотке электродвигателя, либо формировать отдельные импульсы тока в обмотке электромагнитной муфты или механизма.

Схемы усилительных каскадов, нагрузкой которых является обмотка управления маломощного двухфазного индукционного электродвигателя, были рассмотрены выше.

Для управления маломощными электродвигателями постоянного тока применяются фазочувствительные усилители [2].

При мощности электродвигателей более нескольких ватт необходимо применять схемы на транзисторах в режиме переключения. Любой из трех импульсных режимов можно осуществить с помощью мостовых переключающих реле [15]. Одна из таких универсальных схем, рассчитанная на ток нагрузки до 10 А, показана на рис. III.19.

Схема состоит из двух одинаковых переключающих реле, выходные цепи которых образуют мостовую схему с источником питания и нагрузкой, включенными в диагонали моста. В исходном состоянии насыщенные силовые транзисторы T_3 и T_3' типа П210А шунтируют нагрузку $Z_н$. Если нагрузкой является обмотка якоря электродвигателя постоянного тока, то для регулирования скорости вращения воздействуют управляющим сигналом на вход левого или правого переключающего реле (точка a или a' на рис. III.19) в зависимости от направления вращения. В обоих случаях нагрузка либо подключается к источнику напряжения, либо замыкается на низкое сопротивление насыщенных транзисторов, т. е. осуществляется первый импульсный режим, наиболее благоприятный по регулировочным и энергетическим показателям для электродвигателя постоянного тока.

Если нагрузкой является обмотка управления ДИД, то схема без изменений может работать в третьем импульсном режиме. Для этого управляющие импульсы подаются поочередно на вход каждого переключающего реле. Частота импульсов на входе каждого реле должна совпадать с частотой напряжения, которым питается обмотка возбуждения.

Для управления переключающими реле используются медленно меняющиеся сигналы, которые во входной цепи реле суммируются с импульсным опорным напряжением, в результате чего переключающее реле совмещает в себе функции широтно-импульсного модулятора.

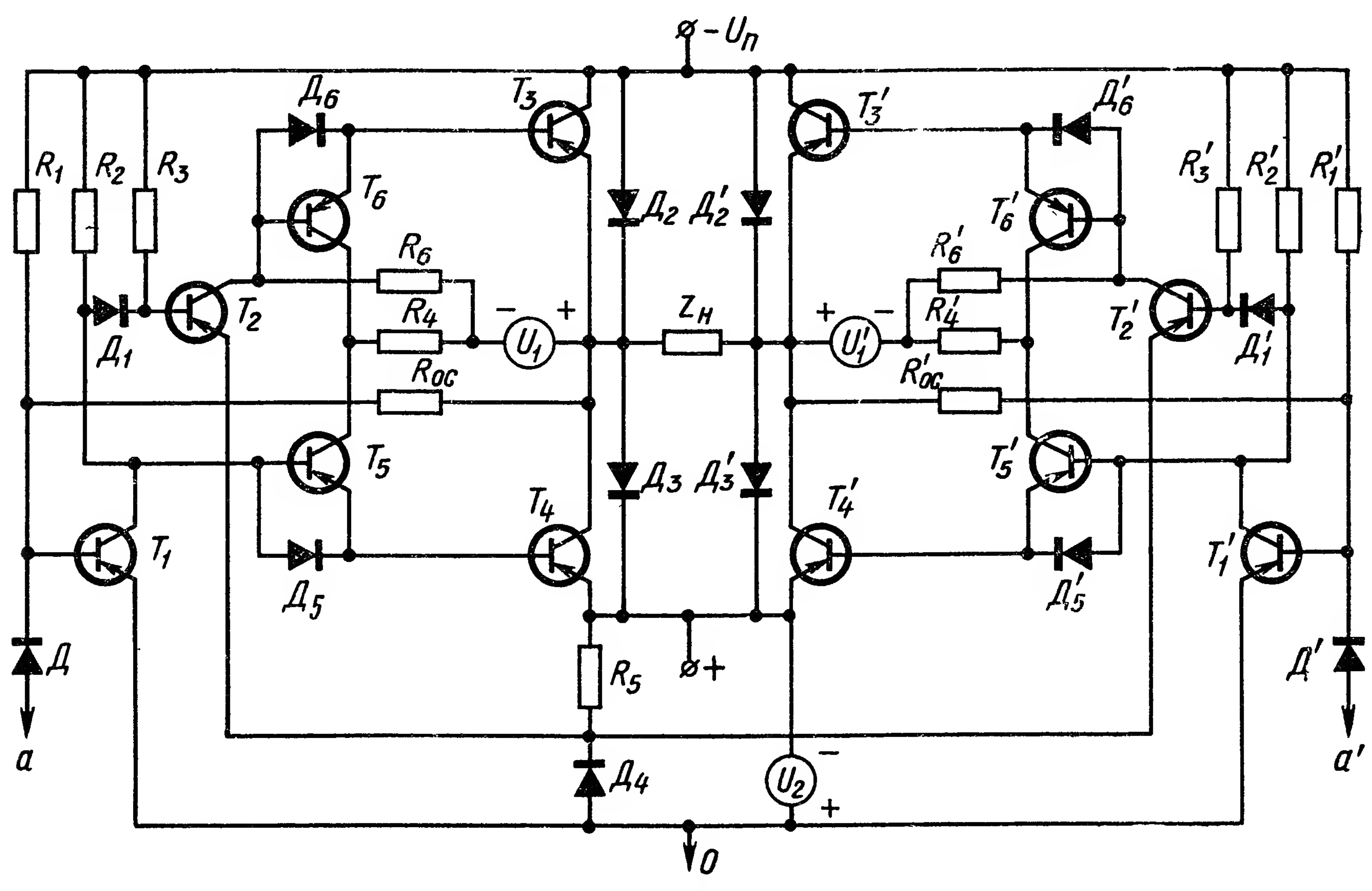


Рис. III.19. Схема мостового переключающего реле

Рассмотрим следящую систему, в которой мостовое переключающее реле используется для управления электродвигателем постоянного тока. Входной сигнал с сельсина датчика поступает на вход транзисторного УГС (рис. III.20, *а*). Усиленный сигнал переменного тока демодулируется. После сглаживания пульсаций с помощью *RC*-фильтра демодулированное напряжение поступает на вход мостового переключающего реле, где суммируется с опорным напряжением (точки *0*, *а* и *а'* схемы, изображенной на рис. III.20, *а*, подключаются к одноименным точкам схемы, показанной на рис. III.19).

В качестве нагрузки мостового переключающего реле подсоединена обмотка якоря электродвигателя с независимым возбуждением типа Д-35, номинальная мощность которого 35 Вт. Силовые транзисторы реле типа П210А обеспечивают пусковой ток электродвигателя, равный 10А.

На рис. III.20, *б* приведена структурная схема следящей системы, элементы которой имеют следующие передаточные функции.

Передаточная функция УГС $W_1(s) = K_1$. Этот коэффициент равен 57, так как для сельсина в зоне малых рассогласований

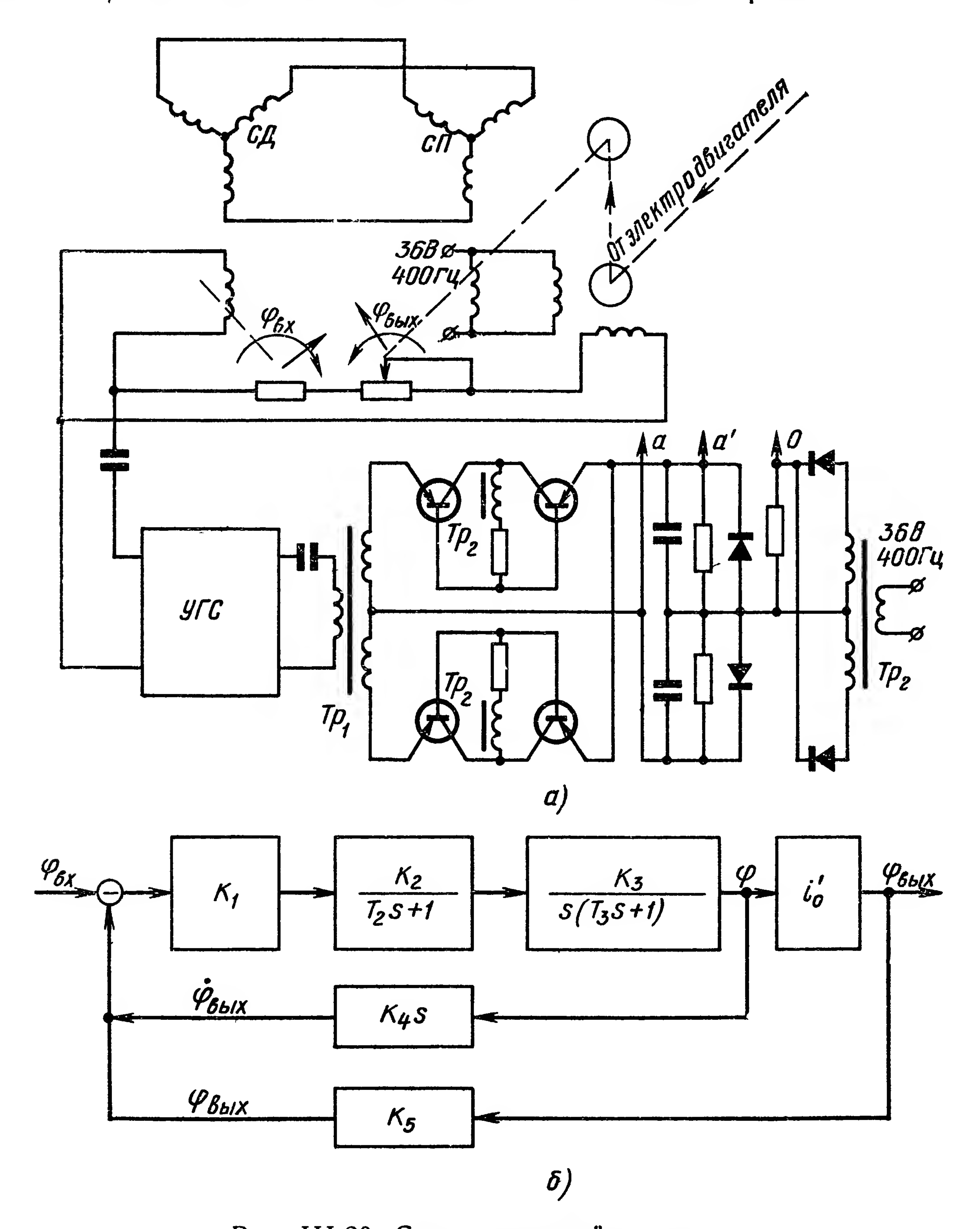


Рис. III.20. Схемы следящей системы:

а — принципиальная схема следящей системы; *б* — структурная схема следящей системы

коэффициент передачи $K_5 = 35$ мВ/град, напряжение трогания электродвигателя, пересчитанное ко входу демодулятора, равно 0,9 В, а зона нечувствительности $\pm 0{,}5$ градуса. УГС может быть выполнен по любой из известных схем, например по схеме рис. III.7 с трансформаторным выходом при параллельном питании 22.

Передаточная функция транзисторного переключающего реле с демодулятором, фильтром и источником опорного напряжения

$$W_2(s)=\frac{K_2}{T_2s+1}=\frac{3}{0{,}003s+1}.$$

Постоянная времени T_2 фильтра выбрана равной 3 мс и обеспечивает двойную амплитуду пульсаций не более 20% от среднего значения напряжения, что допустимо, так как фазовый сдвиг пульсаций относительно опорного напряжения не изменяется. Частота опорного напряжения равна 400 Гц. При этом постоянная времени переключающего реле в 30 раз меньше постоянной времени двигателя.

Передаточные функции остальных звеньев будут:

$W_3(s)=\frac{K_3}{s(T_3s+1)}=\frac{8{,}75}{s(0{,}035s+1)}$ — электродвигателя;

$W_4(s)=K_4s=0{,}00087s$ — тахогенератора скоростной отрицательной обратной связи;

$K_5=2{,}0\left[\frac{\text{В}\cdot\text{с}}{\text{рад}}\right]$ — сельсина обратной связи;

$i_0=\frac{1}{i}=\frac{1}{144}$ — редуктора.

Нелинейность характеристики разомкнутой системы не превышает 10%, зона нечувствительности составляет 5% от зоны пропорционального регулирования. Эквивалентная постоянная времени в разомкнутой по положению системе — 40 мс, с обратной связью по скорости — 12 мс. В замкнутой системе длительность переходного процесса при единичном воздействии по положению, соответствующему зоне пропорционального регулирования, составляет 200 мс. Полоса пропускания 10 Гц.

Транзисторные переключающие схемы при рациональном построении способны обеспечивать высокое качество регулирования электродвигателей постоянного и переменного тока в сочетании с хорошим к. п. д. Это достигается применением режима переключения и такой структуры схем, при которой практически не ухудшаются механические характеристики электродвигателей. Для сохранения естественных механических характеристик электродвигателя ток в его обмотке, являющейся нагрузкой транзисторной схемы, должен быть безразрывным, а отклонения от формы (пульсации) тока во избежание перегрева обмотки — минимальными.

Иные требования предъявляются к транзисторным схемам управления электромагнитными муфтами и электромагнитными механизмами. Эти схемы должны обеспечить предельно быстрое увеличение тока в обмотке управления электромагнитного устройства постоянного тока при включении, предельно быстрое уменьшение тока в обмотке при отключении и поддержание тока на заданном уровне в номинальном режиме. Ток в обмотке принципиально должен быть разрывным, а форма его близка к прямоугольной. Такой режим, очевидно, нельзя осуществить с помощью схем, предназна-

ченных для плавного изменения тока в обмотке электродвигателя (рис. III. 21, *а*).

Быстрое увеличение и уменьшение тока в индуктивно-активной нагрузке требует импульсного повышения выходной мощности

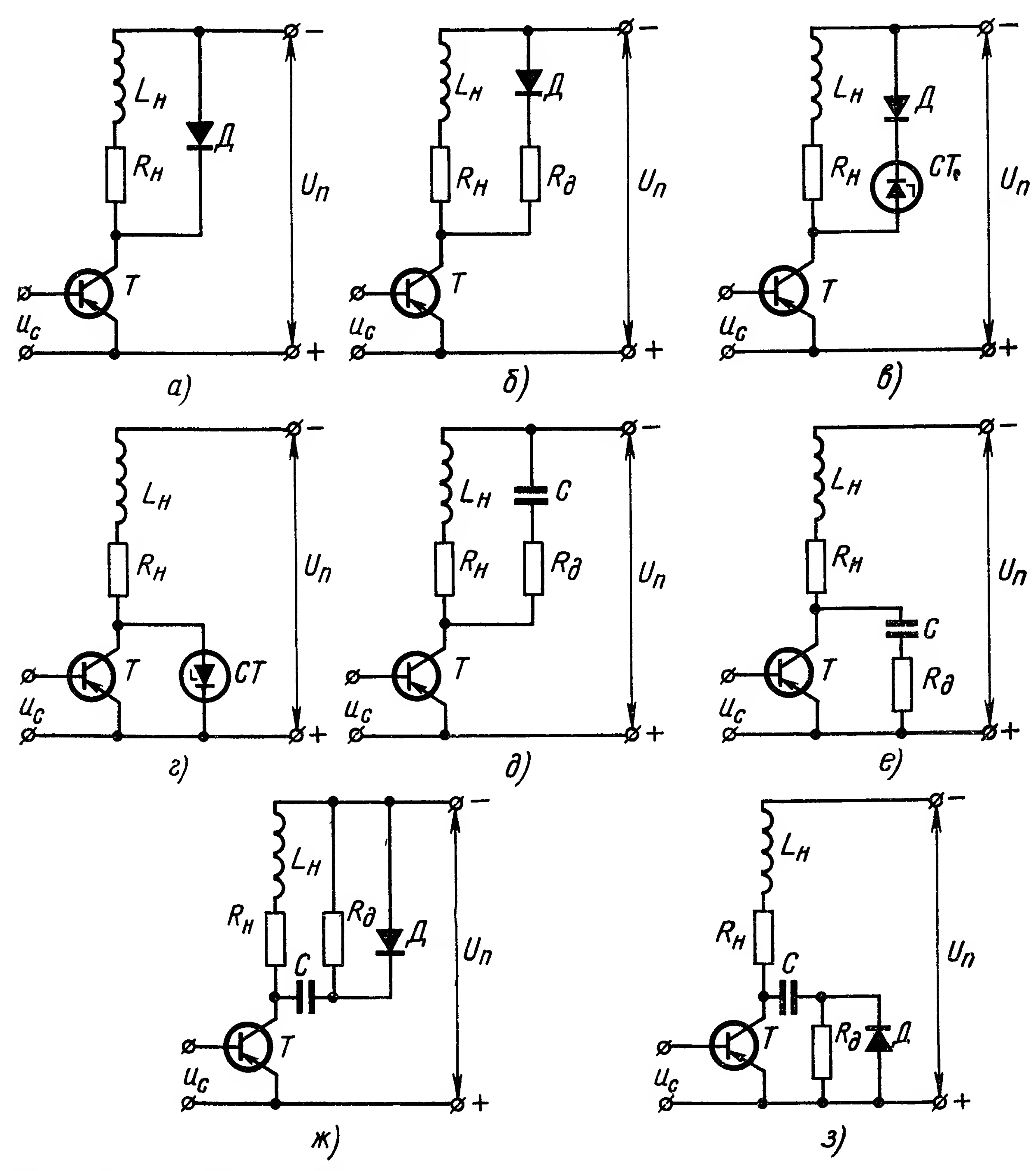


Рис. III.21. Схемы защиты транзистора от перенапряжений при отключении индуктивно-активной нагрузки:

а — с нефорсированным отключением; *б* — с форсированным отключением и реостатным приемником энергии; *в* и *г* — с форсированным отключением и стабилитронным приемником энергии; *д*, *е*, *ж* и *з* — с форсированным отключением и реостатно-емкостными приемниками энергии

транзисторной схемы, что при заданном токе однозначно требует повышения напряжения на нагрузке, а следовательно, и на транзисторах оконечного каскада. Поэтому предел быстродействия электромагнитных устройств определяется допустимыми значениями напряжения на транзисторах.

Ограничение напряжения на транзисторах при форсированном отключении тока индуктивно-активной нагрузки осуществляется с помощью специальных цепей, являющихся приемниками энергии, накопленной в магнитной цепи нагрузки к моменту отключения. Такими приемниками энергии могут быть резистор $R_д$, стабилитрон CT, конденсатор C и другие элементы (рис. III.21). Считая заданным допустимое напряжение на запертом транзисторе $U_{кэ\ доп} = \gamma U_п$, можно определить время отключения тока нагрузки от установившегося значения $U_п/R_н$ до нуля с помощью соотношения

$$T_{откл} = K_{вр}\frac{L_н}{R_н}\ln\frac{\gamma}{\gamma-1}, \qquad \text{(III.57)}$$

где $K_{вр} = 1$ — временной коэффициент при стабилитронном отключении (рис. II.21, *в*, *г*);

$K_{вр} \approx 1{,}085$ при реостатно-емкостном отключении (рис. III.21, *д*, *е*);

$K_{вр} \approx 1{,}57$ при емкостном отключении (рис. III.21, *ж*, *з*);

$K_{вр} \approx 2{,}2 \div 2{,}9$ при реостатном отключении (рис. III.21, *б*).

Для сравнения отметим, что время нефорсированного отключения в каскаде с блокирующим диодом (рис. III.21, *а*) принимается равным $3L_н/R_н$. Выражение (III.57) является строгим лишь при стабилитронном отключении нагрузки. Остальные значения временного коэффициента $K_{вр}$ получены путем графических расчетов. Величина емкости конденсатора в каждом случае также определяется графическим или по приближенным формулам.

Форсированное включение тока в обмотке электромагнитного устройства осуществляется путем импульсного повышения мощности источника, питающего нагрузку, причем по окончании форсирования транзисторная схема должна обеспечить питание нагрузки от источника номинального (невысокого) напряжения. Эта задача решается различными способами в зависимости от наличия:

1) двух источников (с номинальным и повышенным напряжением);
2) одного источника с повышенным напряжением;
3) одного источника с номинальным напряжением.

В первом случае источники номинального $U_п$ и повышенного $U_д$ напряжения могут быть включены в цепи нагрузки либо последовательно (рис. III.22), либо параллельно (рис. III.23). Схема с последовательным соединением источников обеспечивает в 1,5—2 раза меньшее суммарное время включения и отключения тока нагрузки, чем схема с параллельным соединением источников $U_п$ и $U_д$, если в обоих случаях принять одинаковые значения максимально допустимого напряжения на транзисторах. Поэтому схема с параллельным соединением источников может применяться лишь в тех случаях, когда решающим является наличие общей точки в цепи управления силовыми транзисторами.

В каждой из этих схем время включения тока можно определить из соотношения

$$T_{вкл} = \frac{L_н}{R_н}\ln\frac{\Gamma}{\Gamma-1}, \qquad \text{(III.58)}$$

где $\Gamma = 1 + \gamma_1 - \gamma_2 = \frac{\gamma_1 + 1}{2}$ для схемы с параллельным соединением источников $U_п$ и $U_д$;

$\Gamma = \gamma_2 = \gamma_1 + 1$ для схемы с последовательным соединением источников $U_п$ и $U_д$.

Величину напряжения источника $U_д$ выбирают по формулам $U_д = \Gamma U_п$ для схемы с параллельным соединением источников; $U_д = (\Gamma - 1)\, U_п$ для схемы с последовательным соединением источников.

Коммутация транзисторов осуществляется с помощью полупроводниковых реле $ПР_1$ и $ПР_2$. Схема такого реле показана, например, на рис. III.18.

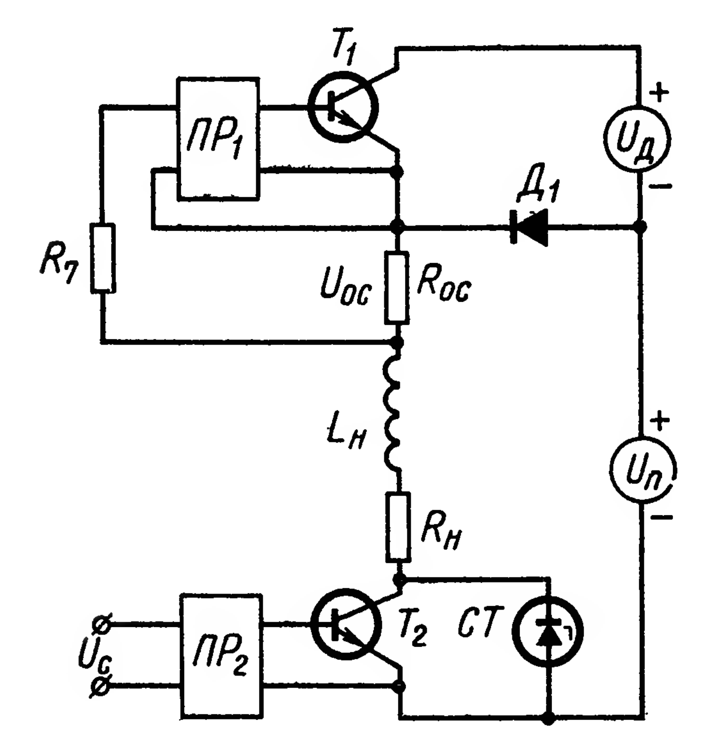


Рис. III.22. Форсирующая схема с последовательным соединением основного и дополнительного источников

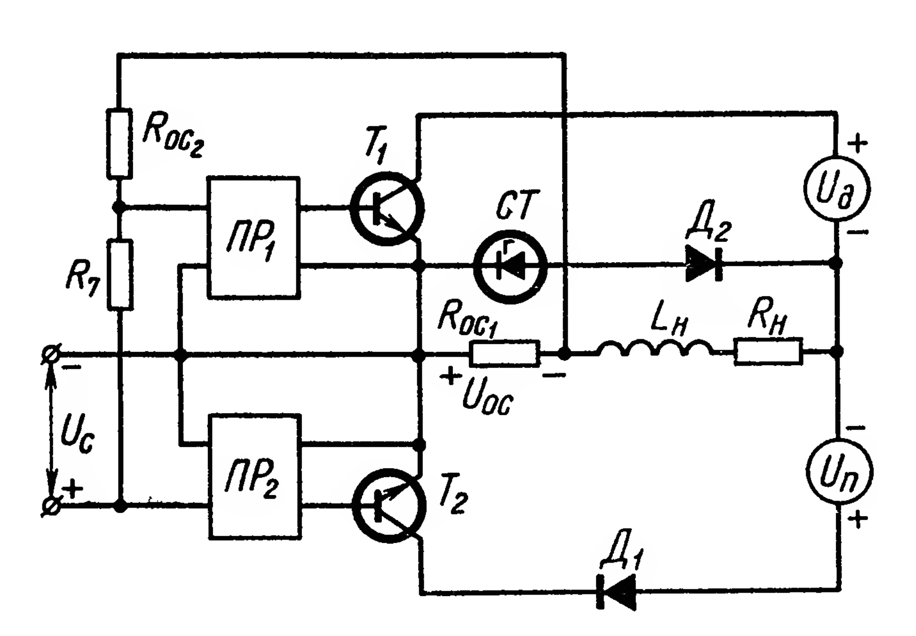


Рис. III.23. Форсирующая схема с параллельным соединением источников питания

Во втором случае при наличии единственного источника питания с напряжением $\Gamma U_п$ форсированное включение происходит так же, как и в первом случае, поэтому время включения определяется соотношением (III.58). После включения требуемую величину тока в нагрузке можно обеспечить двумя методами: непрерывным и импульсным. Непрерывный метод не отличается высоким к. п. д., поэтому необходимо использовать первый или второй импульсный режим регулирования мощности в нагрузке.

По быстродействию схемы, работающие в первом и втором импульсном режимах, эквивалентны схеме с параллельным соединением двух источников (рис. III.23)

$$T_{вкл} = T_{откл} = \frac{L_н}{R_н} \ln \frac{\gamma + 1}{\gamma - 1}. \qquad \text{(III.59)}$$

В третьем случае, когда имеется единственный источник питания с номинальным напряжением, форсированное включение нагрузки можно осуществить, используя в качестве эквивалентного источника повышенного напряжения конденсатор, заряженный током

нагрузки при форсированном отключении [15]. Конденсатор может быть включен как параллельно источнику питания, так и последовательно с ним.

В настоящее время отечественная промышленность выпускает мощные транзисторы с допустимым напряжением до 700 В. Зарубежный опыт показывает, что этот предел может быть доведен до 1—2 кВ. Это заставляет пересматривать сложившиеся представления о быстродействии электромагнитных исполнительных устройств постоянного тока, которое может быть улучшено не менее чем на один порядок, при сохранении высокого к. п. д.

Итак, транзисторные усилительно-преобразовательные устройства являются наиболее универсальным техническим средством кибернетики. Хорошие частотные свойства современных транзисторов позволяют эффективно управлять разнообразными исполнительными устройствами. Освоение методов параллельного соединения большого количества транзисторов открывает возможность регулирования тока нагрузки в сотни ампер при к. п. д. более 90%, причем транзисторные устройства обеспечивают принципиально более высокий к. п. д., чем тиристорные и другие электронные устройства.

При переработке информации транзисторные устройства допускают высокую степень миниатюризации. Использование методов уменьшения суммарной рассеиваемой мощности, а также методов проектирования устройств с гальваническими связями открывает широкие возможности для дальнейшей миниатюризации.

Однако параметры электронных приборов всегда имеют технологический разброс. Поэтому реализация стабильных, надежных и технологичных усилительно-преобразовательных устройств возможна лишь при широком использовании общей отрицательной обратной связи и других методов теории автоматического регулирования.

5. ТИРИСТОРЫ. ХАРАКТЕРИСТИКИ, ПАРАМЕТРЫ И СВОЙСТВА

Тиристор — полупроводниковый аналог ионного прибора — тиратрона, представляет собой многослойную $p-n$ структуру. Как и все полупроводниковые приборы, тиристор имеет малые габаритные размеры и массу, высокую механическую прочность, малое остаточное напряжение в открытом состоянии, большой коэффициент усиления, высокое быстродействие и возможность работы в широком диапазоне температуры. При этом он постоянно готов к работе.

По электрическим параметрам тиристоры изготовляются на токи от единиц миллиампер до сотен ампер и на напряжения от десятков до тысячи вольт.

Приведенная краткая характеристика свидетельствует о возможности широкого применения тиристоров во многих областях автоматики в качестве элементов функциональных устройств,

а также элементов регуляторов, обладающих высокими энергетическими показателями.

Физические процессы, происходящие в тиристорах, достаточно подробно описаны в специальной литературе [7], поэтому ниже рассмотрен лишь принцип их работы. При приложении положительного потенциала к аноду тиристора (рис. III.24, *а*) переходы $П_1$ и $П_3$ смещаются в прямом направлении, а переход $П_2$ — в обратном.

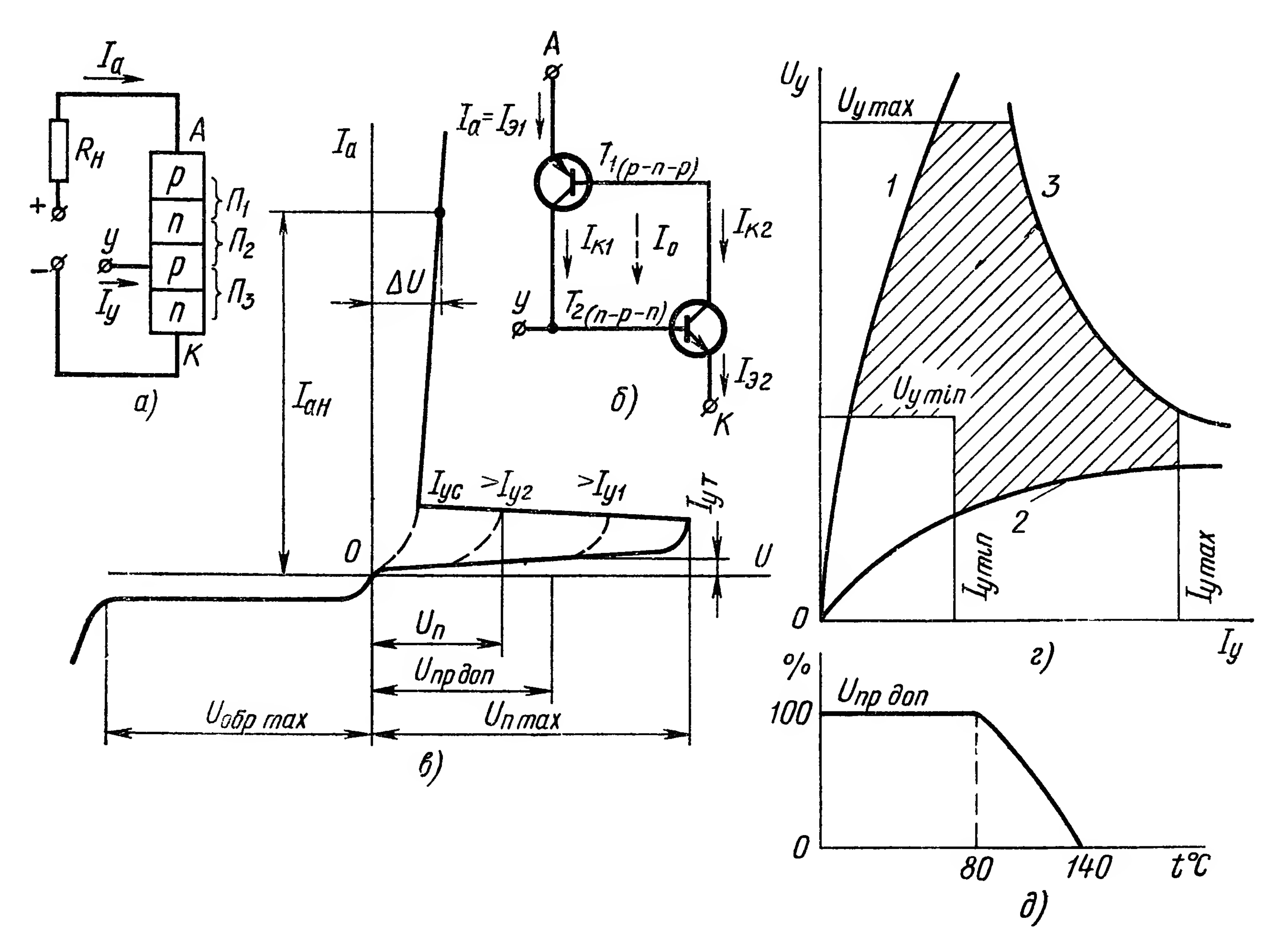


Рис. III.24. Схематическое изображение тиристора и его характеристики:

а и *б* — транзисторный аналог тиристора; *в* — вольт-амперная характеристика тиристора; *г* — входные характеристики тиристоров; *д* — характеристика $U_{пр\,доп}$ [%] $= \varphi(t°)$; $U_п$ — напряжение переключения (включения при токе управления $I_у = I_{у2}$); $U_{п\,max}$ — напряжение включения при $I_у = 0$; $I_{ус}$ — ток управления спрямления; ΔU — падение напряжения на включенном тиристоре

При этом смещение перехода $П_2$ в обратном направлении обеспечивает запирание тиристора и, следовательно, исключает протекание через него тока нагрузки.

Четырехслойная структура тиристора может быть представлена в виде двух транзисторов типа *p — n — p* и *n — p — n*, соединенных так, как это показано на рис. III.24, *б*. Рассмотрим процесс включения и отключения тиристора на основе его транзисторной аналогии; при этом предполагаем, что механизм работы *p — n* перехода и работы транзистора известен.

Ток базы транзистора T_1 (рис. III.24, *б*) является коллекторным током транзистора T_2, а ток базы транзистора T_2 является коллекторным током транзистора T_1.

Анодный ток тиристора $I_а$ может быть представлен как сумма всех токов, протекающих через переход $П_2$:

$$I_а = I_{к1} + I_{к2} + I_о, \qquad (III.60)$$

где $I_{к1}$; $I_{к2}$ — коллекторные токи транзисторов (здесь и далее индексы «1» и «2» относятся к транзисторам T_1 и T_2 соответственно); $I_о$ — ток утечки (обратный ток перехода $П_2$).

Коллекторные токи транзисторов равны:

$$I_{к1} = I_{э1}\alpha_1; \quad I_{к2} = I_{э2}\alpha_2, \qquad (III.61)$$

где $I_{э1}$, $I_{э2}$ — токи эмиттеров транзисторов;
α_1, α_2 — коэффициенты усиления по току транзисторов в схеме с общей базой.

Как видно из рис III.24, *б*, ток тиристора $I_а$ равен току эмиттера $I_{э1}$ транзистора T_1 и примерно (с точностью до начального тока управления) току эмиттера $I_{э2}$ транзистора T_2. Из равенств (III.60) и (III.61) следует, что анодный ток тиристора определяется соотношением

$$I_а = \frac{I_о}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}. \qquad (III.62)$$

Если сумма коэффициентов усиления $(\alpha_1 + \alpha_2) \to 1$, то в соответствии с формулой (III.62) ток через тиристор будет возрастать, стремясь к величине, ограничиваемой только внешним сопротивлением, включенным в его цепь, т. е. тиристор переходит в открытое состояние. Процесс его открытия протекает лавинообразно. При $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ величина положительной обратной связи, которая имеет место в транзисторной аналогии на рис. III.24, *б*, недостаточна для развития лавинного процесса увеличения тока и тиристор остается в закрытом состоянии.

Таким образом, включением тиристора можно управлять, изменяя коэффициенты усиления транзисторов T_1 и T_2.

Увеличение коэффициентов усиления и включение тиристора может быть достигнуто несколькими способами: повышением коллекторного напряжения до уровня лавинного пробоя, при котором умножение носителей приводит к резкому увеличению коэффициентов усиления α_1 и α_2 [12], т. е. повышением анодного напряжения до некоторой предельной величины, называемой напряжением переключения; использованием зависимости коэффициента усиления транзистора от тока эмиттера, при пропускании тока через базовую область тиристора от внешнего источника, либо от источника анодного напряжения самого тиристора.

Тиристор может находиться только в двух устойчивых состояниях: включенном и выключенном.

Благодаря интенсивности развития лавинного процесса, включение тиристора происходит практически мгновенно (время включения тиристора — время от момента подачи управляющего сигнала до открытия тиристора, обычно не превышает 1—5 мкс) и после

этого он остается во включенном состоянии даже при снятии управляющего воздействия. Запоминание включенного состояния обусловливается тем, что пока протекает анодный ток, обеспечивается максимальное значение коэффициентов α_1 и α_2, а следовательно, и максимальная положительная обратная связь в рассматриваемой структуре.

Отключение (закрытие) тиристора может быть осуществлено снятием анодного напряжения (сведением практически до нуля анодного тока) или пропусканием через тиристор отрицательного тока. Время отключения тиристора — время, за которое восстанавливается его электрическая прочность, обычно лежит в пределах 5—50 мкс.

Вольт-амперная характеристика тиристора приведена на рис. III.24, *в*.

На рис. III.24, *г* показаны входные характеристики тиристоров $U_y = f(I_y)$ (кривые *1* и *2*), из которых следует, что по входным сигналам тиристоры имеют большой разброс, определяемый как технологией изготовления тиристоров, так и внешними дестабилизирующими факторами. Поэтому при выборе величины управляющего сигнала u_y необходимо исходить из следующих соображений. Уровень сигнала управления должен лежать в зоне, ограниченной кривыми *1* и *2*. При этом напряжение управления не должно превышать максимального значения, ограниченного прямой $U_{y\max}$, а ток управления не должен быть выше максимального значения, ограниченного прямой $I_{y\max}$. Минимальные значения U_y и I_y должны соответственно ограничиваться прямыми $U_{y\min}$ и $I_{y\min}$. Для предотвращения перегрева управляющего перехода тиристора предельная допустимая мощность не должна превышать значений, ограниченных кривой *3* [7].

В табл. III.2 приведены краткие справочные данные по тиристорам отечественного производства.

Таблица III.2

Характеристики некоторых тиристоров

Тип тиристора	Допустимые напряжения, В		I_a, А	$U_{ус}$, В	$I_{ус}$, А	$I_{ут}$, мА	ΔU, В	$t_{вкл}$, мкс	$t_{выкл}$, мкс
	$U_{пр\ доп}$	$U_{обр}$							
Д235 А Б В Г	40 80 40 80	— — 40 80	2	—	0,050	5	2	5	35
Д238 А Б В	50 100 150	—	10	—	0,15	20	2	10	35
Д238 Г Д Е	50 100 150	50 100 150	10	—	0,15	20	2	10	35

Тип тиристора	Допустимые напряжения, В		$I_а$, А	$U_{ус}$, В	$I_{ус}$, А	$I_{ут}$, мА	ΔU, В	$t_{вкл}$, мкс	$t_{выкл}$, мкс
	$U_{пр\ доп}$	$U_{обр}$							
КУ201 А В Д Ж К	25 50 100 200 300	—	2	7	0,1	5	2	10	35
КУ201 Б Г Е И Л	25 50 100 200 300	25 50 100 200 300	2	7	0,1	5	2	10	35
КУ202 А В Д Ж К	25 50 100 200 300	—	10	—	0,2	10	2	50	150
КУ202 Б Г Е И Л	25 50 100 200 300	25 50 100 200 300	10	—	0,2	10	2	50	150
ВКДУ 25 50 100 150	50—1000		25 50 100 150	5 5 7 7	0,3 0,3 0,3 0,3	20 20 20 20	0,8 0,8 0,9 0,75	20 20 20 20	70 70 70 70
ВКДУВ-200	50—1000		200	7	0,3	20	0,9	20	70
ВКДУС 50 75 100 150	50—600		50 75 100 150	20	2	20	1,4 1,0 0,75 0,55	20	70
ВКДУСВ 100 150 200	50—600		100 150 200	20	2	20	1,4 1,0 0,75	20	70
ВКУ 10 20 50 100	25—700		10 20 50 100	20	1	20	1,2 1,2 0,72 0,72	10	25

Примечание. $U_{ус}$ — напряжение управления спрямления; $I_{ут}$ — ток утечки в прямом направлении.

Температура окружающей среды влияет не только на входные параметры тиристора, но и на допустимые режимы его работы. На рис. III.24, *д* приведена зависимость относительного допустимого прямого анодного напряжения $U_{пр\ доп}$ от температуры для кремниевых тиристоров.

Характерной особенностью тиристоров является их способность запоминать включенное состояние до момента снятия с них питающего напряжения. Поскольку в цепи переменного тока ток в течение каждого полупериода переходит через нуль, то создаются естественные условия для отключения тиристора.

В усилителях с питанием от сети постоянного тока принудительное отключение тиристора осуществляется от специального устройства, обеспечивающего определенную частоту коммутации тиристора с синхронизацией частоты управляющих и отключающих импульсов.

Времена включения и отключения ($t_{вкл}$ и $t_{выкл}$) тиристора несоизмеримо малы (единицы и десятки микросекунд) по сравнению с периодом частоты питания в цепях переменного тока или частоты коммутации в цепях постоянного тока (единицы, десятки миллисекунд). Поэтому при расчете динамических характеристик тиристорных устройств можно пренебречь длительностью переходных процессов самих приборов, считая процессы коммутации (включения и отключения) тиристора мгновенными.

Тиристорным усилителем называется устройство, состоящее из схемы управления тиристорами и регулятора мощности (силовой части усилителя). Ниже рассматриваются основные способы и схемы (устройства) управления тиристорами и типы тиристорных регуляторов мощности, которые находят широкое применение в системах автоматического регулирования и управления.

Учитывая специфику и характер работы, целесообразно ввести следующую классификацию тиристорных усилителей: с выходом на постоянном токе, с выходом на переменном токе, с питанием от сети постоянного тока.

6. СПОСОБЫ И УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРАМИ

Перевод тиристора из закрытого состояния в открытое осуществляется подачей сигнала на управляющий электрод тиристора. Существует несколько методов управления тиристорами: амплитудный, фазовый и широтно-импульсный. Рассмотрим особенности каждого из этих методов и возможности их применения при построении устройств управления тиристорами.

Амплитудное управление основано на изменении напряжения переключения тиристора при протекании тока через управляющий переход. При этом увеличение тока управления $I_у$ приводит к уменьшению напряжения переключения (рис. III.24, *в*), т. е. каждому уровню тока управления соответствует определенный уровень анодного напряжения $U_п$, при котором включается тири-

стор. Указанный способ управления тиристором применим только при питании усилителя переменным напряжением, мгновенное значение которого изменяется в течение полупериода. С помощью диаграммы, показанной на рис. III.25, *а*, можно пояснить принцип амплитудного управления для случая синусоидального питающего напряжения и однополупериодного выпрямления. При этом амплитудный метод управления допускает двукратное регулирование напряжения на нагрузке. К недостаткам амплитудного метода управления следует отнести, во-первых, неоднозначность характеристик вход — выход (зависимости выходного напряжения от величины сигнала управления) тиристорного усилителя, обусловленную значительным разбросом входных характеристик тиристоров и их существенной зависимостью от температуры, и, во-вторых, увеличение потерь в тиристоре за счет протекания тока через управляющий переход в течение всего периода питающего напряжения. Из-за отмеченных недостатков амплитудный метод находит весьма ограниченное применение.

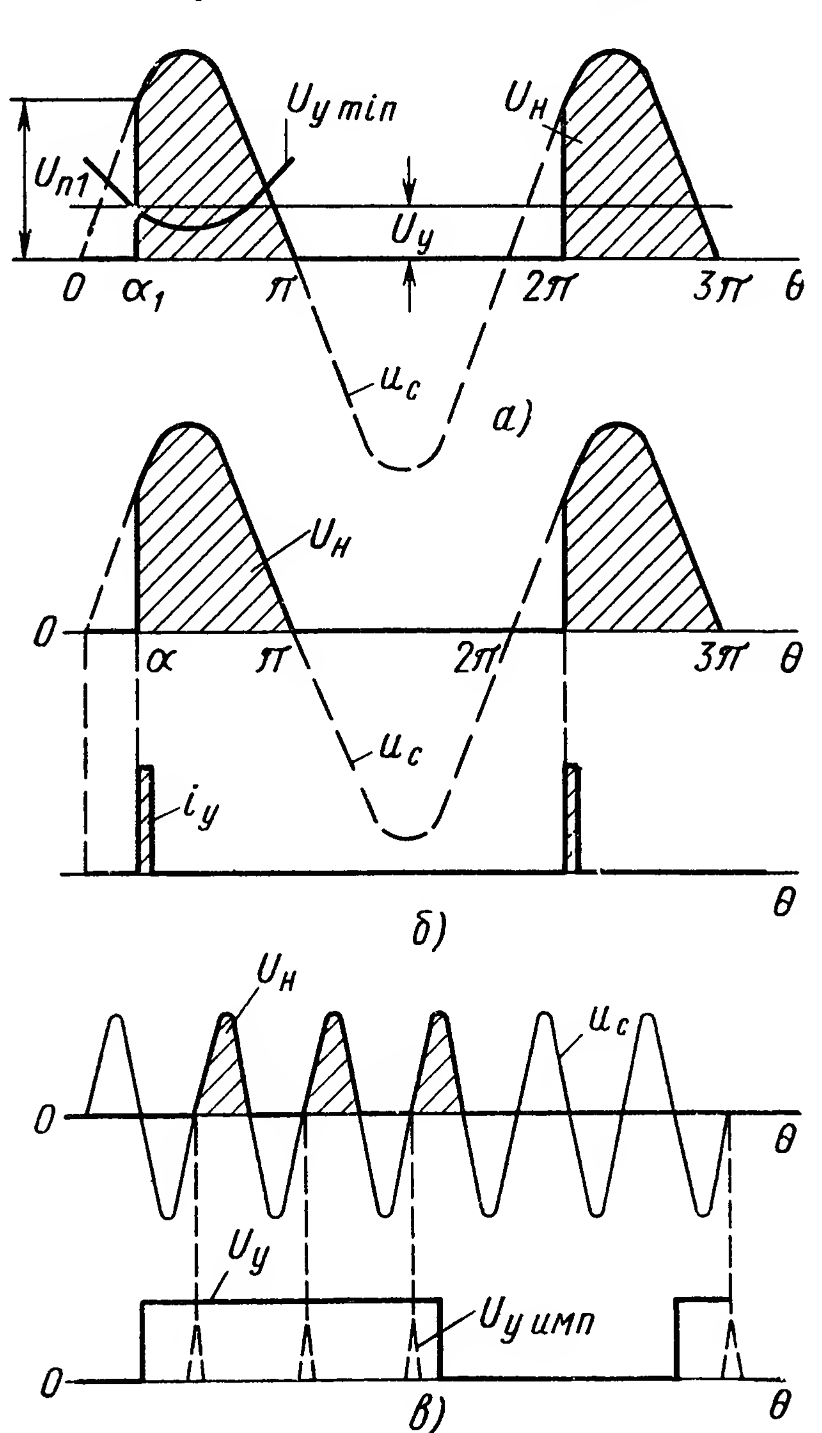


Рис. III.25. Диаграммы изменения переменных тиристорного усилителя при различных методах управления:

а — амплитудный; U_c — напряжение сети; $U_{п1}$ — напряжение включения тиристора при угле включения α_1; $U_{y\ min}$ — минимальное значение напряжения управления; $U_н$ — напряжение на нагрузке; *б* — фазовый; *в* — широтно-импульсный; $U_{y\ имп}$ — импульсное напряжение управления

Фазовый метод управления основан на изменении фазы управляющего сигнала относительно фазы питающего анодную цепь тиристора переменного напряжения или на изменении угла (интервала) между фиксированным моментом выключения тиристора и моментом его включения.

Фазовый метод можно подразделить на амплитудно-фазовое управление, когда на управляющий электрод тиристора подается синусоидальное напряжение, фаза которого изменяется относительно фазы питающего (анодного) напряжения, и фазоимпульсное управление, когда тиристор открывается импульсом тока с регулируемой фазой. При первом способе управления процессы открытия тиристора полностью аналогичны процессам, происходящим при амплитудном управлении, но при этом диапазон регулирования

существенно расширяется. Наиболее рациональным является фазоимпульсный способ управления, обеспечивающий наилучшие энергетические характеристики тиристорных усилителей. При фазоимпульсном способе управления (в дальнейшем будем называть его фазовым методом) в качестве управляющего сигнала используются импульсы, длительность которых, как правило, не превышает полупериода питающего напряжения. Учитывая, что время включения тиристора мало, для управления им используют обычно кратковременные импульсы длительностью от нескольких единиц до сотен микросекунд. Амплитуда управляющих импульсов тока должна превышать ток управления спрямления $I_{ус}$ и выбираться в соответствии с диаграммой (рис. III.24, *г*).

С помощью диаграммы, приведенной на рис. III. 25, *б*, можно пояснить фазовый метод управления тиристором. Изменяя фазу управляющего импульса в пределах $0 < \alpha < \pi$, регулируют напряжение на нагрузке от максимального значения до нуля. При фазовом методе управления полностью исключается влияние разброса входных параметров тиристора, температуры окружающей среды и $p - n$ переходов, а также формы питающего напряжения на характеристики вход — выход усилителя.

К достоинствам фазового метода управления следует отнести также малые потери в управляющем переходе тиристора благодаря кратковременности управляющего импульса. Фазовый метод управления получил наибольшее распространение при построении тиристорных усилителей любой мощности.

Широтно-импульсное управление тиристором основано на изменении соотношения между длительностью открытого и закрытого состояния тиристора (на изменении скважности). Широтно-импульсное управление применяется в тиристорных усилителях с выходом как на переменном, так и на постоянном токе. В обоих случаях изменяется соотношение между числом полупериодов питающего напряжения, приложенных к нагрузке через открытый тиристор, и числом полупериодов, приложенных к закрытому тиристору.

Диаграммы, с помощью которых поясняется принцип широтно-импульсного управления тиристором, приведены на рис. III.25, *в*. Управляющие сигналы $U_у$ могут вырабатываться в виде прямоугольных импульсов с переменной скважностью или в виде пачек кратковременных импульсов $U_{у\ имп}$ с переменной скважностью, подаваемых в начале полупериодов питающего напряжения.

При питании тиристорного усилителя от сети постоянного тока после каждого управляющего импульса должно производиться отключение тиристора. Для этого необходимо дополнительное устройство отключения, синхронизированное с устройством управления. Широтно-импульсный метод управления может использоваться при построении тиристорных усилителей любой мощности. При этом наиболее эффективно использовать его при питании усилителей от сети постоянного тока.

К существенным недостаткам широтно-импульсного метода управления следует отнести значительно меньшее быстродействие усилителя, чем в случае применения фазового метода управления тиристором, в связи с тем, что время чистого запаздывания при широтно-импульсном управлении составляет несколько периодов питающего напряжения.

Рассмотрим принципы построения некоторых устройств управления тиристорами при фазовом методе управления, исходя из требований, предъявляемых к цепям управления и управляющим сигналам тиристоров. Управление тиристором желательно осуществлять с помощью импульсного сигнала малой длительности, несколько превышающей время включения тиристора. Требуемый диапазон изменения фазы управляющего импульса в зависимости от типа регулятора мощности может лежать в пределах от долей полупериода до периода питающего напряжения. При построении многофазных усилителей должна обеспечиваться также максимально возможная симметрия управляющих импульсов, во избежание появления в нагрузке постоянной составляющей тока, которая нарушает нормальный режим работы устройства.

При формировании управляющего сигнала необходимо обеспечить достаточно крутой передний фронт импульса, что уменьшает потери в тиристоре при включении, а также повышает симметрию управляющих импульсов.

Фазовый метод управления может быть реализован несколькими способами.

«Вертикальный» способ управления основан на сравнении переменного (опорного) и постоянного напряжения сигнала управления. При равенстве мгновенных значений этих напряжений вырабатывается импульс, который усиливается и подается на управляющий электрод тиристора. Изменение фазы управляющего импульса достигается изменением уровня сигнала управления постоянного тока. На рис. III.26, *а* приведена блок-схема реализации этого способа, а на рис. III.26, *б* — диаграммы, поясняющие принцип ее работы.

Опорное напряжение, например, пилообразной формы, вырабатываемое генератором переменного напряжения (*ГПН*) и синхронизируемое с напряжением сети с помощью синхронизирующего устройства (*СУ*), подается на устройство сравнения (*УС*), на которое одновременно подается и управляющее напряжение с предварительного усилителя (*ПУ*). Сигнал с устройства сравнения поступает на формирователь импульсов (*ФИ*), а затем в виде мощного, регулируемого по фазе импульса подается на управляющий электрод тиристора. Функции отдельных устройств могут быть совмещены и количество их может быть соответственно уменьшено. Так, например, могут быть совмещены функции *ГПН* и *СУ*, *УС* и *ФИ* и др.

Управление с помощью импульсных трансформаторов. Этот способ основан на изменении момента перемагничивания насыщающегося трансформатора при одновре-

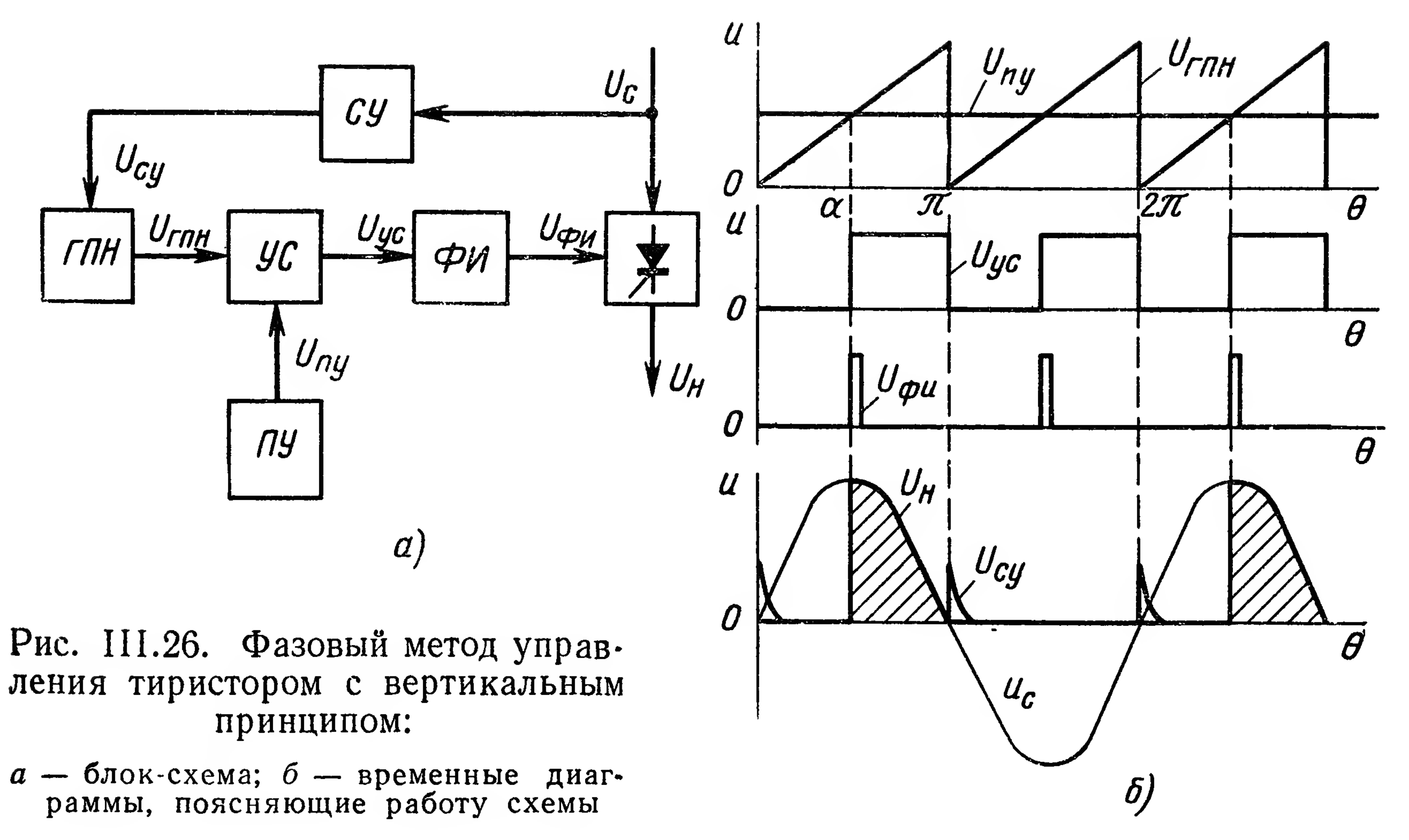


Рис. III.26. Фазовый метод управления тиристором с вертикальным принципом:

а — блок-схема; *б* — временные диаграммы, поясняющие работу схемы

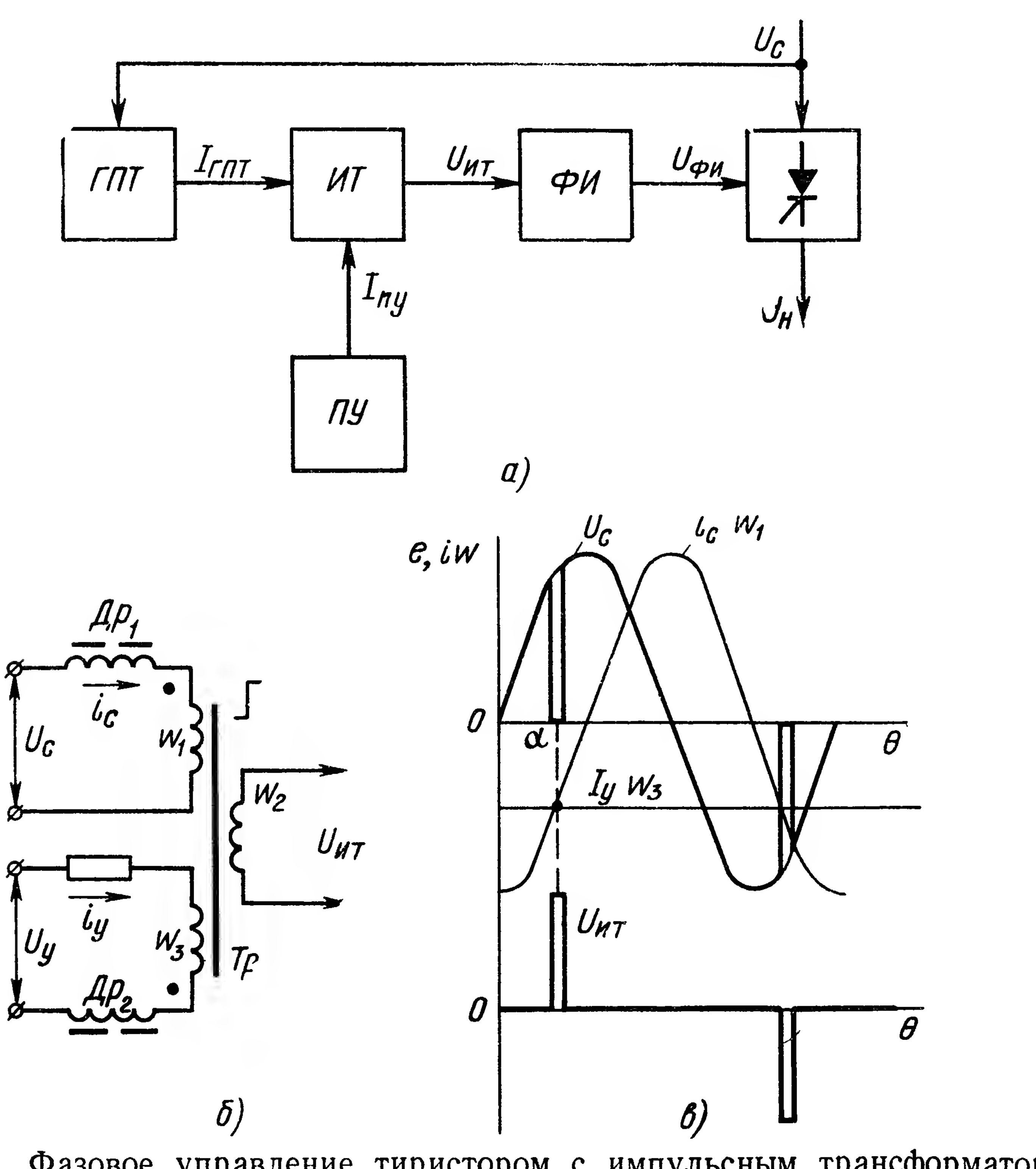


Рис. III.27. Фазовое управление тиристором с импульсным трансформатором:

а — блок-схема; *б* — принципиальная схема; $U_с$ — напряжение сети; $U_у$ — напряжение управления; $i_с$ — ток сети; $U_{ит}$ — импульс напряжения с ИТ; *в* — диаграммы изменения переменных

менном воздействии на него переменного и постоянного тока. На рис. III.27, *а* приведена блок-схема реализации этого способа. В отличие от вертикального способа управления здесь сравнение опорного и управляющего напряжений производится по ампервиткам переменного и постоянного тока, намагничивающего импульсный трансформатор *ИТ*. При равенстве намагничивающих сил $i_c w_1$ и $I_y w_3$ (рис. III.27, *в*) в момент $\theta = \alpha$ сердечник трансформатора *Тр* перемагничивается и на обмотке w_2 возникает импульс напряжения $U_{ит}$. Напряжение на *ИТ* подается от генератора переменного тока *ГПТ* и предварительного усилителя *ПУ*. Как и в предыдущем случае, полученный сигнал подается на формирователь импульсов *ФИ*.

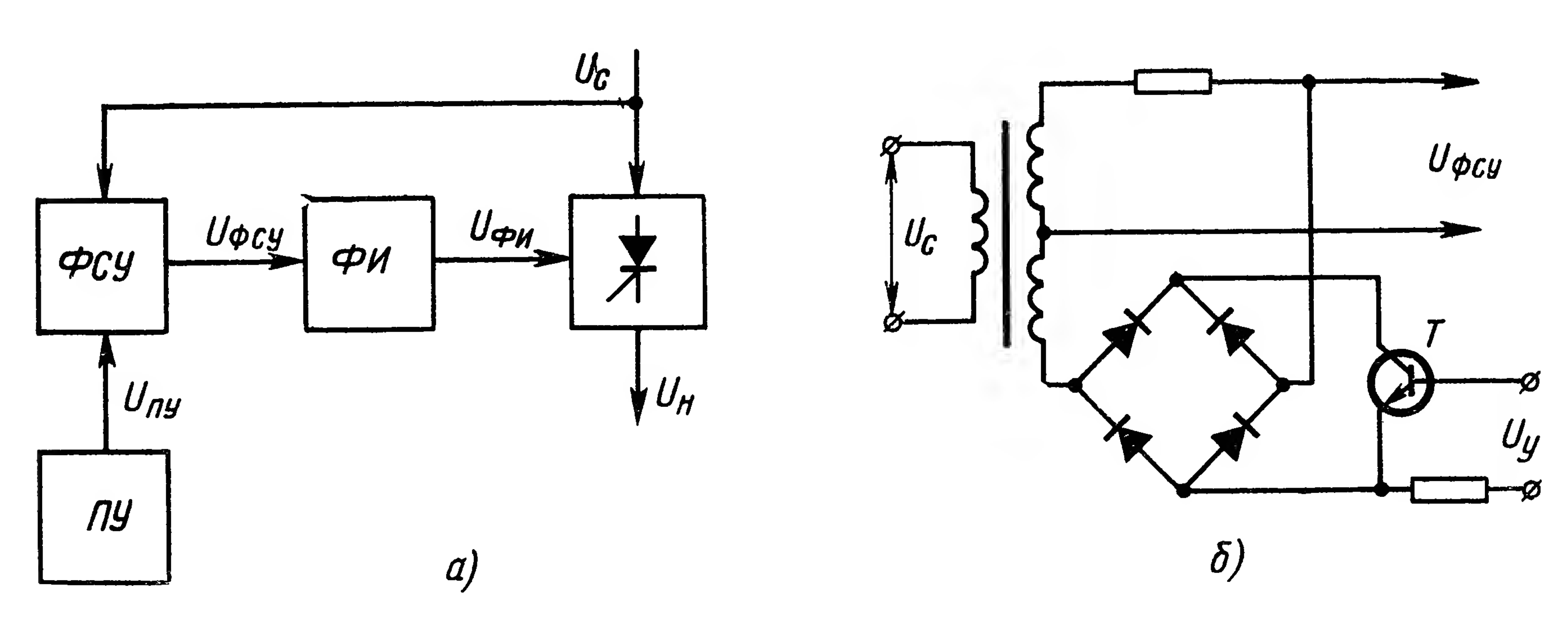


Рис. III.28. Фазосдвигающее устройство.
а — блок-схема; *б* — принципиальная схема

Принципиальная схема фазоимпульсного устройства с импульсным трансформатором приведена на рис. III.27, *б*, а диаграммы, поясняющие принцип ее работы, на рис. III.27, *в* [3].

Управление с помощью фазосдвигающих мостов основано на том, что изменение величины реактивных *LC*-сопротивлений в плечах моста приводит к изменению фазы напряжения на выходной диагонали моста относительно фазы питающего напряжения на входной его диагонали. Блок-схема реализации этого способа управления приведена на рис. III.28, *а* [3, 16]. Отличительная особенность данной схемы — наличие фазосдвигающего устройства *ФСУ*.

Принципиальная схема устройства управления с фазосдвигающим *RC*-мостом приведена на рис. III.28, *б*. В качестве регулируемого активного сопротивления используется транзистор *Т*. На выходе моста вырабатывается синусоидальное напряжение с регулируемой фазой, которое преобразуется в импульсы с помощью формирователей импульсов, аналогичных рассмотренным при «вертикальном» способе управления.

Управление с помощью магнитных усилителей (*МУ*) основано на использовании зависимости угла насы-

щения сердечников *МУ* от величины управляющего сигнала. Напряжение на выходе *МУ* представляет собой импульсы с достаточно крутым фронтом, которые могут непосредственно подаваться на управляющий электрод тиристора. Обычно так строятся относительно маломощные тиристорные усилители. При построении мощных тиристорных усилителей на выходе *МУ* включаются формирователи импульсов, в качестве которых, как и в предыдущих случаях, целесообразно использовать ждущий блокинг-генератор или маломощный тиристор. Блок-схема усилителя приведена на рис. III.29, *а*.

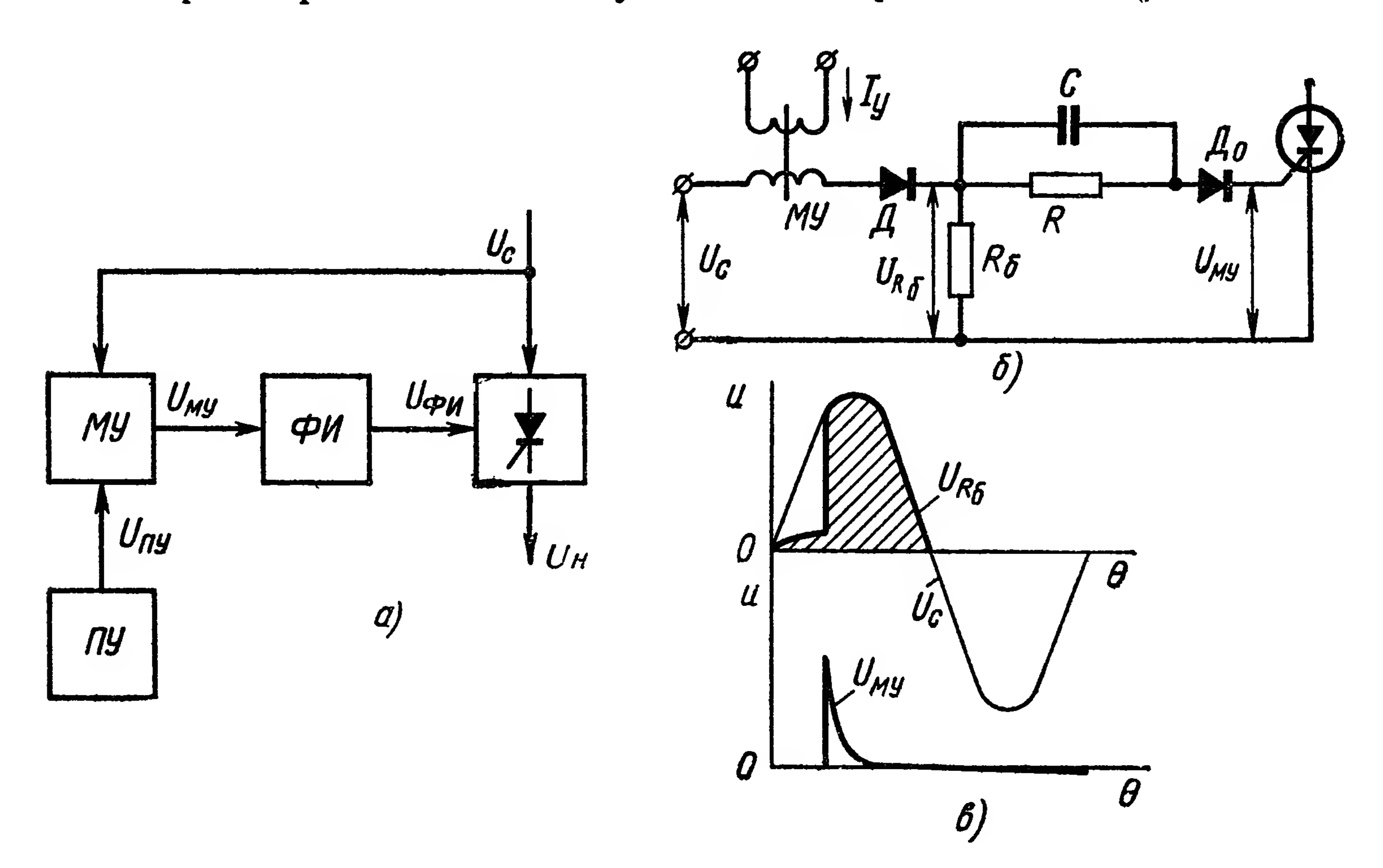


Рис. III.29. Фазовое управление тиристором с магнитным усилителем: *а* — блок-схема; *б* — принципиальная схема; $R_б$ — балластное сопротивление нагрузки *МУ*; *в* — диаграммы изменения переменных; $U_{R_б}$ — напряжение на балластном сопротивлении

Схема простейшего фазосдвигающего устройства на магнитном усилителе и диаграмма выходных напряжений приведены на рис. III.29, *б*, *в*.

Передаточная функция тиристорного усилителя с управлением от небыстродействующего *МУ* может быть представлена инерционным звеном первого порядка с постоянной времени, равной постоянной времени *МУ*:

$$W_{ту}(s) = \frac{k_u}{Ts+1}. \qquad (III.63)$$

При использовании быстродействующих схем *МУ* управляющее устройство может быть представлено как звено с чистым запаздыванием, равным полупериоду питающего напряжения.

Следует отметить, что применение *МУ* обеспечивает простоту устройства управления, высокую надежность, исключение отдельного синхронизирующего устройства и возможность суммирования на входе *МУ* большого количества сигналов.

К недостаткам фазосдвигающих устройств на *МУ* следует отнести фазовую несимметрию выходных импульсов из-за разброса параметров магнитных сердечников и большую инерционность тиристорного усилителя при применении в качестве фазосдвигающих устройств обычных (небыстродействующих) схем *МУ*.

Рассмотренные выше фазоимпульсные устройства отличаются друг от друга способом регулирования фазы управляющего импульса. Однако сам импульс во всех случаях формируется однотипными специальными устройствами в виде ждущего блокинг-генератора, маломощного тиристорного усилителя и т. п.

Блок-схема реализации широтно-импульсного способа управления приведена на рис. III.30. В качестве широтно-импульсного модулятора (*ШИМ*) возможно использовать любое из перечисленных

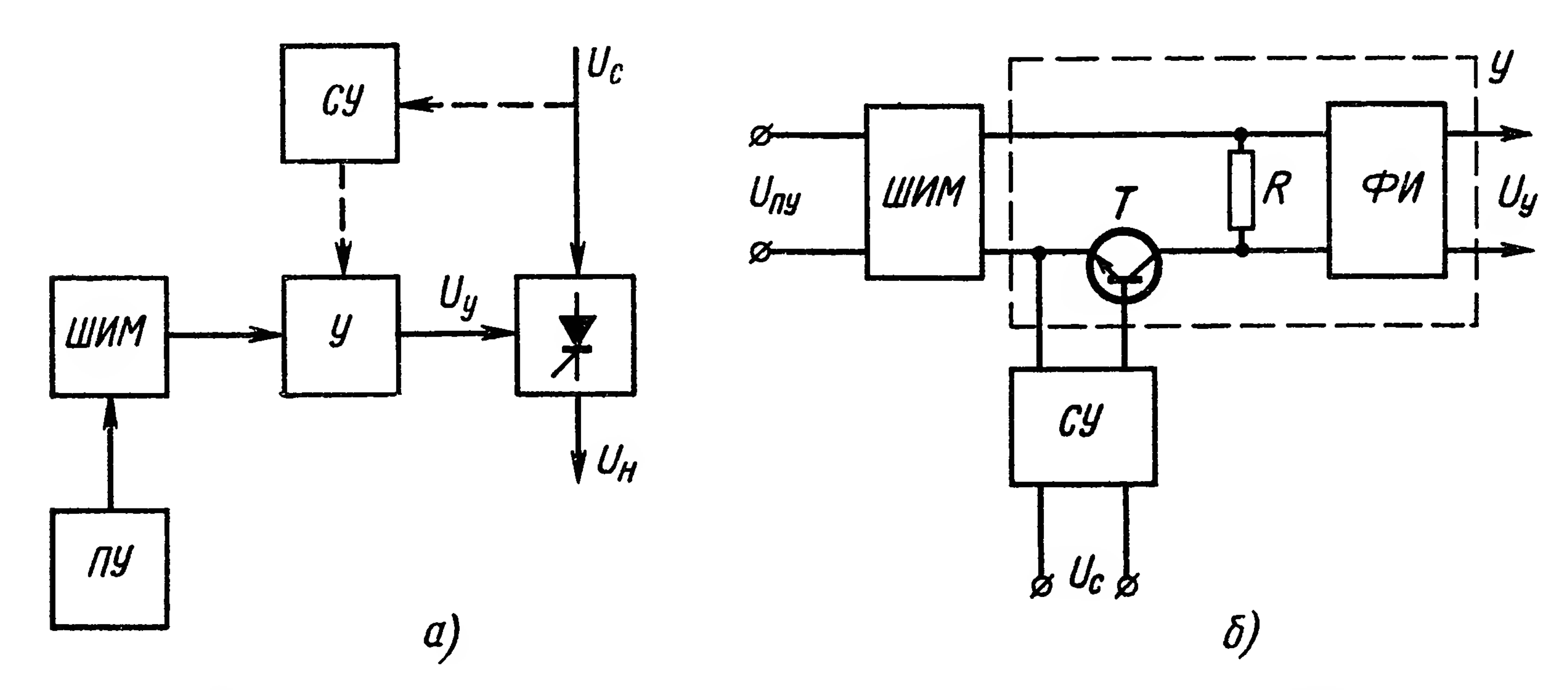


Рис. III.30. Широтно-импульсное управление тиристором:
а — блок-схема; *б* — принципиальная схема

ранее устройств, формирующих импульсы с переменной скважностью, однако частота следования этих импульсов должна быть по крайней мере, на порядок ниже частоты сети, питающей тиристорный регулятор. Полученные импульсы усиливаются, в общем случае, усилителем *У* до уровня, достаточного для открытия тиристора (рис. III.30, *а*).

Учитывая, что включение тиристоров длительными импульсами энергетически невыгодно, целесообразно подавать на усилительное устройство синхронизирующие импульсы с *СУ*, которые вырабатываются в начале каждого полупериода питающего напряжения и усиливаются усилителем *У*. В этом случае сигнал с широтно-импульсного модулятора является разрешающим сигналом, обеспечивающим прохождение импульса только во время своего появления. Пример построения подобной схемы приведен на рис. III.30, *б*.

Описанные выше способы и устройства управления рассматривались применительно к цепям управления тиристорами с питанием от сети переменного тока. Практически все рассмотренные способы и схемы могут быть применены и при управлении тиристорами с питанием их от сети постоянного тока.

Поскольку необходимым элементом тиристорного усилителя мощности является предварительный усилитель постоянного или переменного тока, то стабилизация системы автоматического регулирования с тиристорным усилителем осуществляется введением обратных связей с корректирующими звеньями постоянного (или переменного) тока непосредственно на вход предварительного усилителя.

Передаточная функция тиристорного усилителя может быть представлена как произведение передаточных функций трех типовых динамических звеньев — входного усилителя, тиристорного регулятора и нагрузки:

$$W_{\text{ту}}(s) = W_{\text{у}}(s)\, W_{\text{тр}}(s)\, W_{\text{н}}(s). \qquad (\text{III}.64)$$

Передаточная функция тиристорного регулятора $W_{\text{тр}}(s)$ может быть представлена в виде передаточной функции звена с чистым запаздыванием.

7. ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ С ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ (РЕГУЛИРУЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ)

Основные схемы нереверсивных тиристорных регуляторов с выходом на постоянном токе приведены на рис. III.31 [3, 8].

В простейшей однополупериодной (однопульсной) схеме (рис. III.31, *а*) среднее значение напряжения и тока (рис. III.31, *б*)

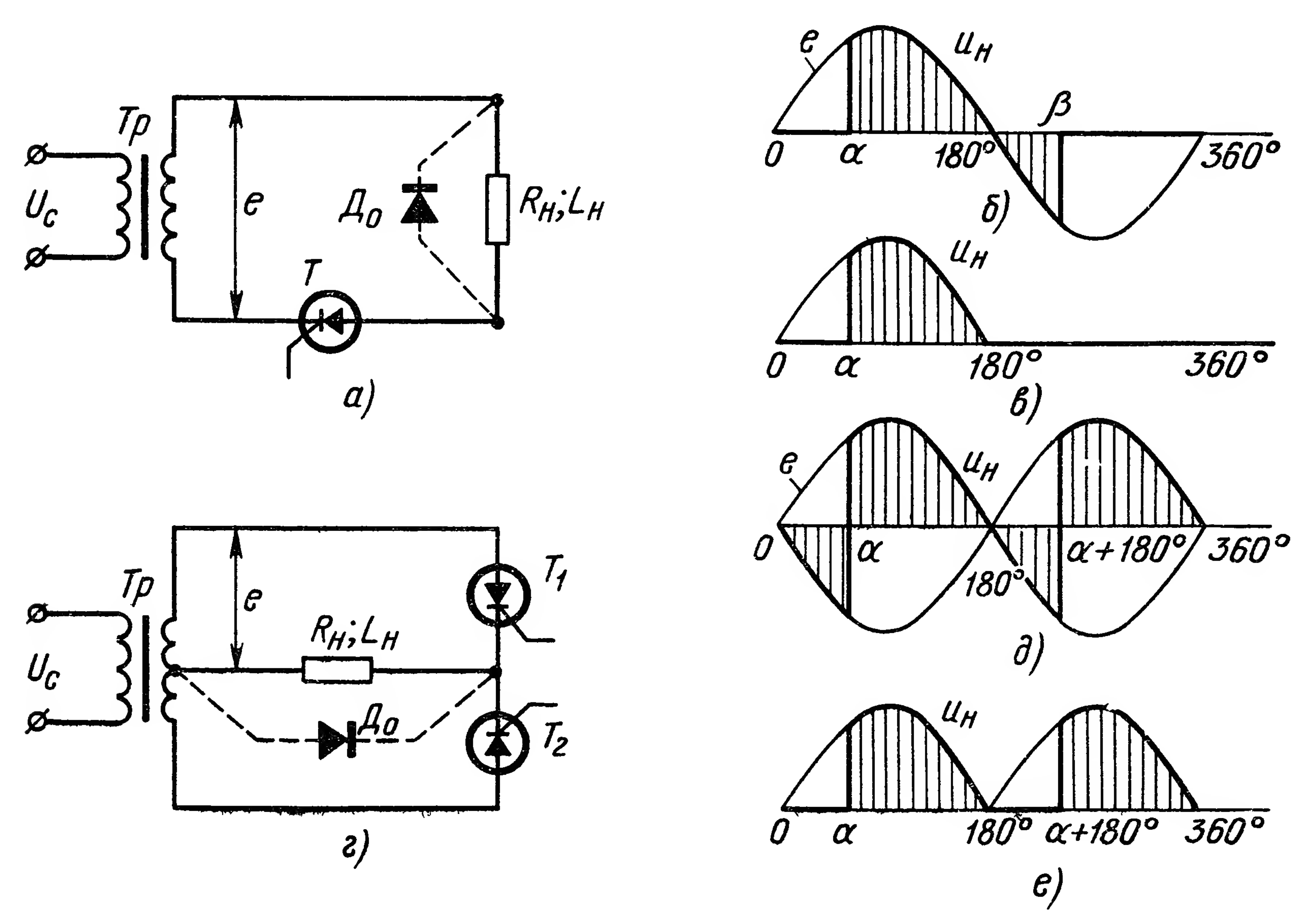


Рис. III.31. Схемы тиристорных регуляторов с выходом на постоянном токе и диаграммы выходных напряжений:

а — однопульсная схема; *б* — диаграмма при активно-индуктивной нагрузке; *в* — при активной нагрузке; *г* — двухпульсная схема; *д* — диаграмма при активно-индуктивной нагрузке; *е* — при активной нагрузке

при питании синусоидальным напряжением $e = E_m \sin \theta$ и активно-индуктивной нагрузке в функции угла открытия тиристора α (статическая характеристика вход — выход) определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \frac{E_m}{2\pi} (\cos\alpha - \cos\beta), \quad 0 < \alpha < 180°, \qquad (III.65)$$

где E_m — амплитуда э. д. с. вторичной обмотки трансформатора Tp;

β — угол закрытия тиристора, являющийся функцией и относительной постоянной времени нагрузки $\omega T_н = \frac{\omega L_н}{R_н}$.

При чисто активной нагрузке ($L_н = 0$) угол запирания $\beta = 180°$ и, следовательно,

$$U_н = I_н R_н = \frac{E_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha), \quad 0 < \alpha < 180°. \qquad (III.66)$$

Форма напряжения для этого случая показана на рис. III.31, *в*.

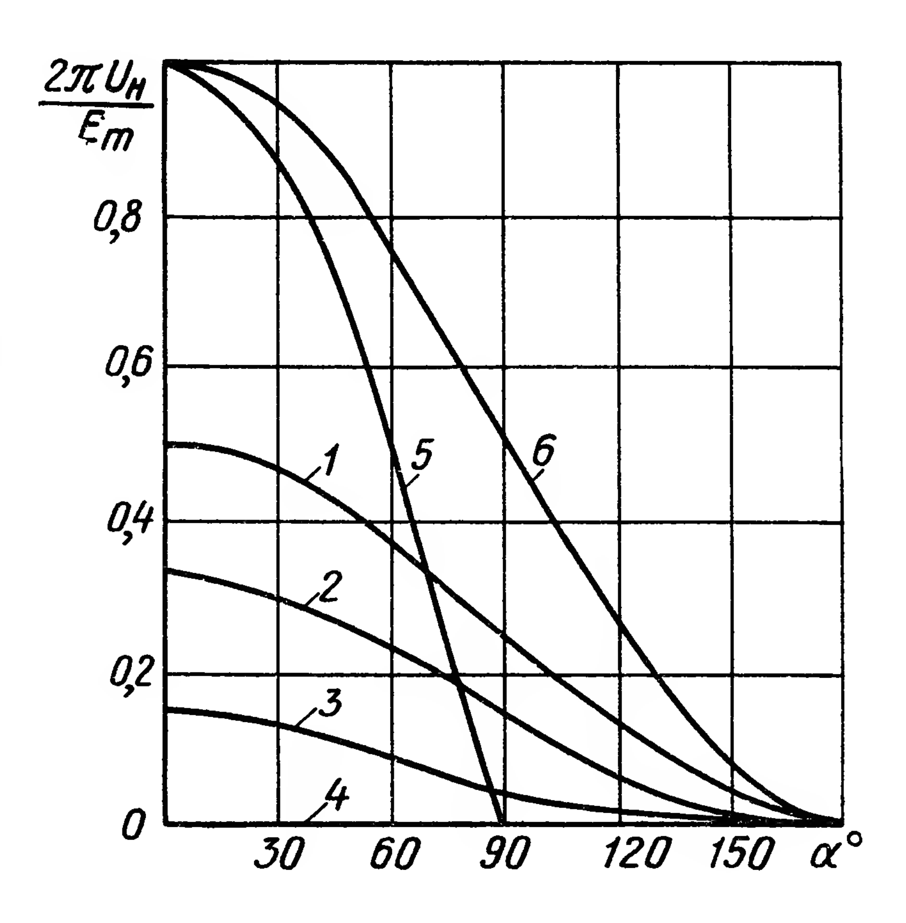


Рис. III.32. Характеристики вход — выход:

кривая *1* — для схемы (рис. III.31,*а*) при отсутствии обратного диода $Д_0$ и $\omega T_н = 0$; кривая *2* — то же, при $\omega T_н = 2$; кривая *3* — то же, при $\omega T_н = 8$; кривая *4* — то же, при $\omega T_н = \infty$; кривая *5* — для схемы (рис. III.31, *г*, без обратного диода) при $\omega T_н \gg \pi$; кривая *6* — для схем (рис. III.31, *г*) с диодом $Д_0$ (при наличии обратного диода кривая *1* справедлива для любого значения τ)

Для повышения эффективности работы схемы при активно-индуктивном характере нагрузки параллельно нагрузке включают так называемый обратный (нулевой) диод $Д_0$ (рис. III.31, *а*). При этом характеристика вход — выход усилителя также определяется соотношением (III. 66), а форма выходного напряжения соответствует рис. III.31, *в*.

Характеристики вход — выход в относительных единицах, построенные в соответствии с соотношениями (III.65) и (III.66), приведены на рис. III.32.

При изменении угла открытия от $\alpha = \pi$ (режим холостого хода) до $\alpha = 0$ (режим максимальной отдачи) напряжение на нагрузке изменяется от нуля до максимального значения:

$$U_{н\ max} = \frac{E_m}{\pi} = 0{,}5 E_{средн}.$$

Если выходной величиной считать среднее значение тока нагрузки, то передаточная функция рассматриваемой схемы при наличии обратного диода и $\omega T_{н} \gg \pi$ будет соответствовать инерционному звену первого порядка с постоянной времени, равной постоянной времени $T_{н}$ нагрузки:

$$W_{тр}(s) = \frac{\Delta I_{н}(s)}{\Delta\alpha(s)} = \frac{k}{T_{н}s+1}, \qquad (III.67)$$

где $k = \frac{\partial I_{н}}{\partial\alpha}$ — крутизна характеристики вход — выход.

Если обратный диод отсутствует, то длительность переходного процесса при «скачке» сигнала управления не превышает периода частоты питания независимо от величины $T_{н}$. Однополупериодный тиристорный регулятор можно рассматривать как звено с чистым запаздыванием, величина которого лежит в пределах от нуля до периода частоты питания в зависимости от величины «скачка» управляющего сигнала. В этом случае передаточная функция регулятора

$$W_{тр}(s) = k e^{-\tau s}, \qquad (III.68)$$

где $0 \leqslant \tau \leqslant \frac{1}{f}$; $\tau_{средн} = \frac{1}{2f}$ — среднее значение τ.

Основные недостатки однопульсной схемы: загрузка источника питания постоянной составляющей тока (подмагничивание сердечника трансформатора), высокий уровень переменной составляющей выходного напряжения. Указанные недостатки полностью или частично отсутствуют в многопульсных схемах выпрямления.

Двухпульсная дифференциальная схема (см. рис. III.31, *г*) содержит два тиристора T_1 и T_2 и дифференциальный трансформатор (или автотрансформатор) *Тр*. Импульсы сигнала управления открывают тиристоры T_1 и T_2 поочередно со сдвигом по фазе на 180°.

Характеристика вход — выход двухпульсной дифференциальной схемы при активно-индуктивной нагрузке (в режиме непрерывного тока и отсутствия обратного диода $Д_0$) имеет вид:

$$U_{н} = I_{н}R_{н} = \frac{2E_m}{\pi}\cos\alpha, \quad 0 < \alpha < 90°, \qquad (III.69)$$

а форма напряжения показана на рис. III.31, *д*.

При чисто активной нагрузке

$$U_{н} = I_{н}R_{н} = \frac{E_m}{\pi}(1+\cos\alpha), \quad 0 < \alpha < 180°, \qquad (III.70)$$

а выходное напряжение имеет форму, показанную на рис. III.31, *е*.

При наличии диода $Д_0$ и активно-индуктивной нагрузки характеристика вход — выход также определяется выражением (III.70).

Характеристики вход — выход двухпульсной схемы, построенные согласно формулам (III.69) и (III.70), приведены на рис. III.32.

В схеме без обратного диода (см. рис. III.31, *г*), при работе на активно-индуктивную нагрузку возможен инверторный режим ра-

боты, в результате чего возникает возможность форсировки переходного процесса уменьшения тока нагрузки [9].

Длительность переходного процесса уменьшения тока нагрузки определяется равенством

$$t_0 = T_н \ln (1 + \cos \alpha). \qquad (III.71)$$

Передаточная функция двухпульсной схемы без обратного диода определяется выражением (III.68), в котором

$$0 < \tau < \frac{1}{2f}; \quad \tau_{средн} = \frac{1}{4f}. \qquad (III.72)$$

При наличии обратного диода (см. рис. III.31, *г*) инверторный режим работы невозможен и длительность переходного процесса уменьшения тока, как обычно, можно считать равной $t_0 = (3 \div 4)\, T_н$. В этом случае при $\omega T_н \gg \pi$ передаточная функция соответствует выражению (III 67).

Необходимо отметить, что тиристорный регулятор этого типа обладает рядом нелинейностей, определяющих его динамические свойства и ограничивающих применение к нему известных линейных методов расчета систем автоматического регулирования. Наиболее существенные из этих нелинейностей: нелинейность характеристики вход — выход, дискретность управления тиристорами регулятора, задержка закрытия проводящих ток тиристоров до соответствующего изменения полярности анодного напряжения [13].

Итак, все представления тиристорного усилителя в виде безынерционного звена с запаздыванием по цепи управления или звена с чистым запаздыванием, определяемым моментом изменения и величиной скачка управляющего сигнала и лежащим в пределах от нуля до $\frac{2\pi}{m}$ (m — число фаз выпрямления), или инерционного звена первого порядка с постоянной времени $T = \frac{2\pi}{m}$, или симметричного (или несимметричного) τ-звена являются приближенными и справедливы при определенных допущениях и условиях работы тиристорного усилителя в системе автоматического регулирования [13].

При расчете динамики быстродействующих систем с тиристорными регуляторами постоянного тока следует учитывать рекомендации, приведенные в работе [11].

На рис. III.33 приведены варианты мостовых схем двухпульсных выпрямителей. Статические характеристики вход — выход при активно-индуктивной нагрузке, а также динамические свойства схемы с четырьмя тиристорами (рис. III.33, *а*) полностью совпадают с аналогичной характеристикой и свойствами дифференциальной схемы без обратного диода (см. рис. III.31, *г*). Недостатком схемы является ее относительная сложность, обусловленная наличием четырех тиристоров. Схемы (рис. III.33, *б*, *в*) не могут работать в инверторном режиме, но они выполнены с использованием только двух тиристоров, что существенно упрощает систему управления.

Характеристика вход — выход рассматриваемых схем определяется уравнением (III.70) независимо от величины постоянной времени нагрузки и приведена на рис. III.32.

Наибольшее распространение получила мостовая схема с объединенными катодами тиристоров (рис. III.33, *б*), преимущество которой состоит в более простой схеме устройства управления по сравнению со схемой, приведенной на рис. III.33, *а*. Однако следует иметь в виду, что при активно-индуктивной нагрузке и отсутствии

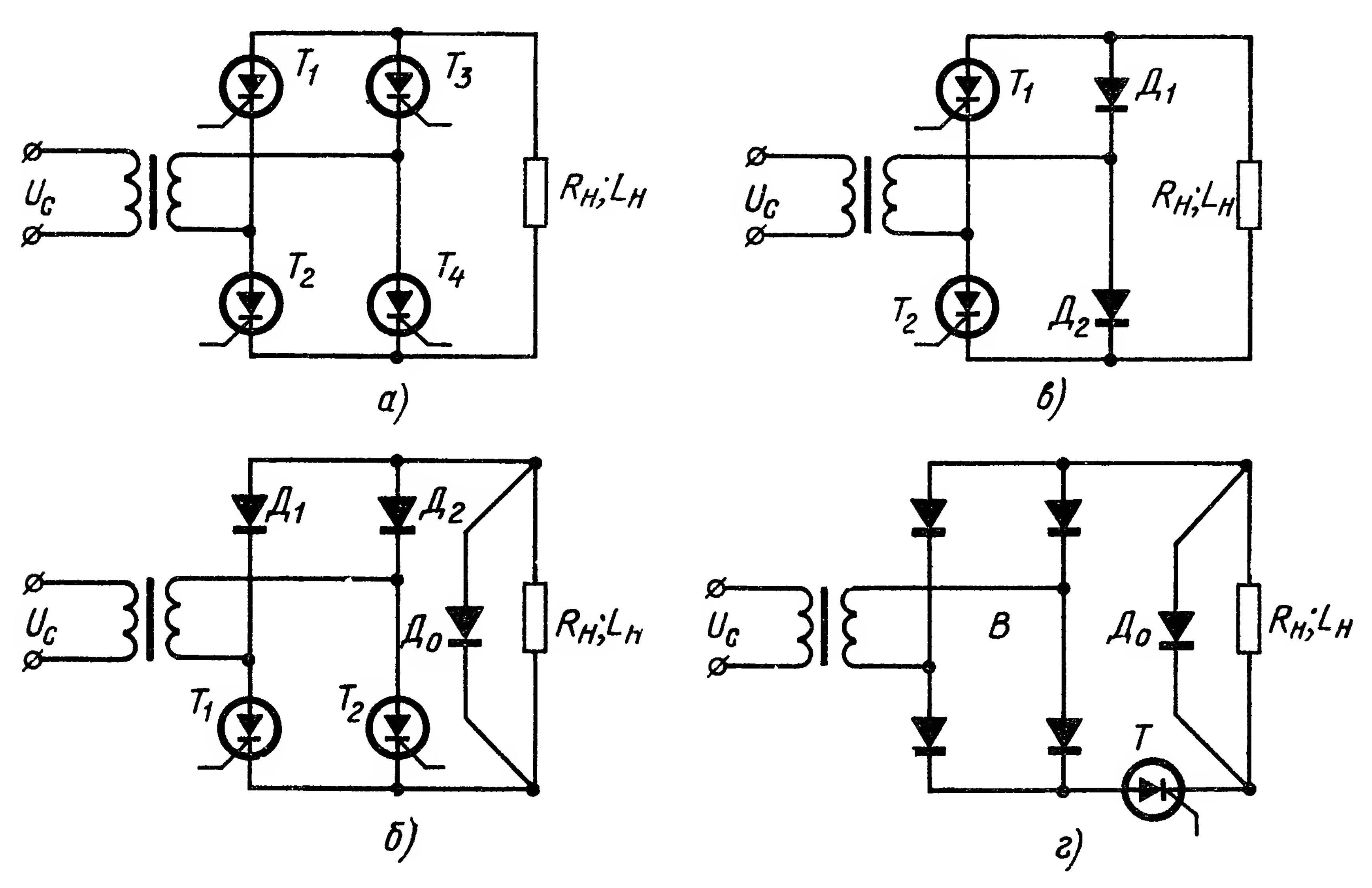


Рис. III.33. Мостовые схемы двухпульсных регуляторов:

а — схема с четырьмя тиристорами; *б*, *в* — схемы с двумя тиристорами; *г* — схема с одним тиристором (с мостовым выпрямителем *В*)

обратного диода $Д_0$ схема может обеспечить лишь двукратное изменение тока нагрузки.

В схеме, приведенной на рис. III.33, *в*, необходимость в обратном диоде отпадает, поскольку роль $Д_0$ выполняют последовательно включенные диоды $Д_1$, $Д_2$, но возникает необходимость гальванической развязки цепей управления тиристоров.

Для регуляторов (рис. III.33, *а* и *г*) передаточная функция при $\omega T_н \gg \pi$ также определяется выражением (III.67), а при соизмеримости величины относительной постоянной времени нагрузки $\omega T_н$ с полупериодом частоты питания собственно тиристорный регулятор можно рассматривать как звено с чистым запаздыванием в соответствии с выражениями согласно (III.68) и (III.72).

Вариант схемы с двухполупериодным питанием от однофазной сети изображен на рис. III.33, *г*. Питание осуществляется от сети переменного тока через мостовой выпрямитель *В* (можно также использовать выпрямитель по дифференциальной схеме). Характе-

ристика вход — выход (см. рис. III.32) данной схемы определяется также уравнением (III.70). Управление тиристором должно осуществляться от импульсного устройства, обеспечивающего сигнал в каждый полупериод питающего напряжения. Схему, изображенную на рис. III.33, *г*, целесообразно использовать при сравнительно низкой частоте питания (не более 400—500 Гц) с тиристорами на небольшие номинальные токи.

Для регулирования тока нагрузки сравнительно мощных потребителей питание тиристорных регуляторов и нагрузки осуществляется, как правило, от трехфазной сети переменного напряжения.

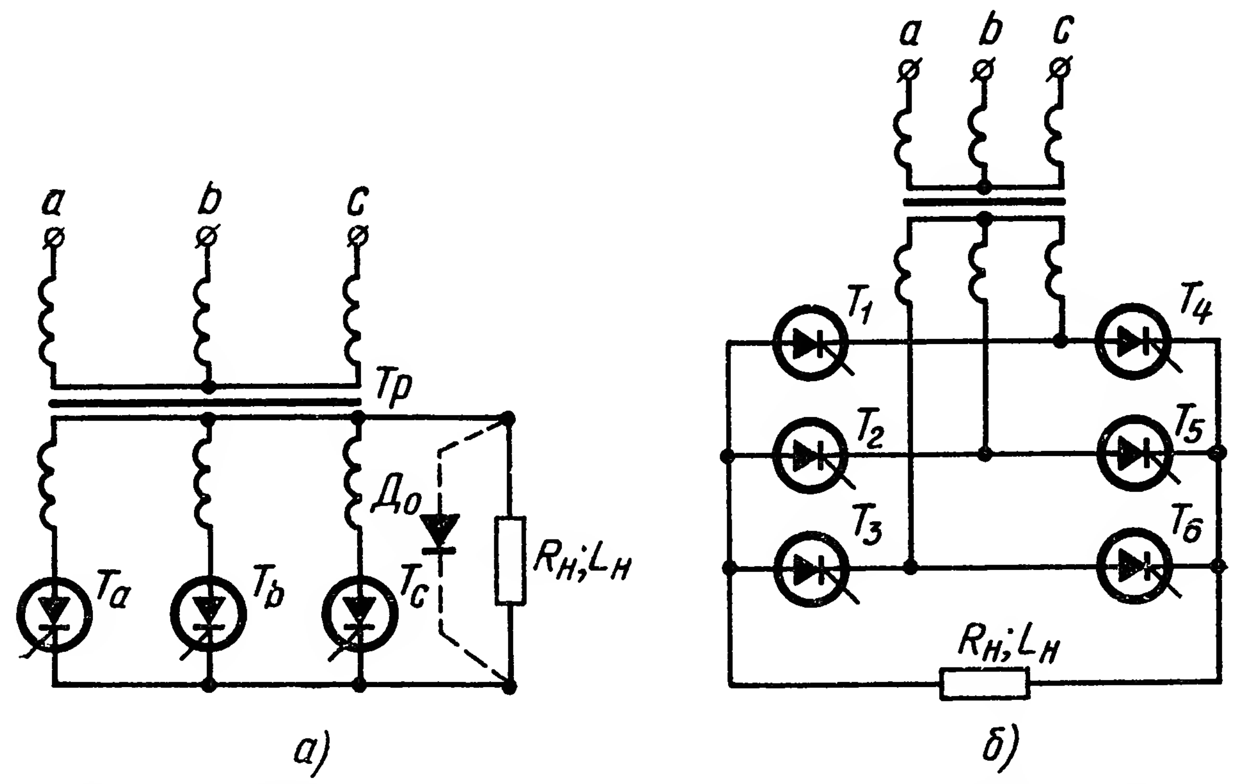


Рис. III.34. Схемы трехпульсного и шестипульсного регуляторов:

а — схема с тремя тиристорами; *б* — схема с шестью тиристорами

Трехфазное питание позволяет исключить возможность неравномерной загрузки фаз, что имеет место при использовании одной фазы трехфазного источника, а также уменьшить пульсации выходного напряжения.

На рис. III.34, *а* приведена схема трехпульсного выпрямителя с тремя тиристорами T_a, T_b, T_c. Импульсы сигнала управления открывают тиристоры поочередно со сдвигом по фазе на 120°.

Характеристика вход — выход схемы в режиме непрерывного тока и отсутствии диода $Д_0$ определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \frac{3\sqrt{3}E_{фm}}{2\pi} \cos\alpha, \quad 0 < \alpha < 90°, \qquad \text{(III.73)}$$

а при активной нагрузке или активно-индуктивной, шунтированной обратным диодом,

$$\left.\begin{aligned} U_н &= I_н R_н = \frac{3\sqrt{3}E_{фm}}{2\pi} \cos\alpha; \quad 0 < \alpha < 30°; \\ U_н &= I_н R_н = \frac{3E_{фm}}{2\pi} [1 + \cos(\alpha + 30°)]; \ 30° < \alpha < 150° \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.74)}$$

и приведена на рис. III.35.

При отсутствии диода $Д_0$ рассматриваемая схема также может работать в инверторном режиме, а ее передаточная функция определяется выражением (III.68), в котором

$$0 < \tau < \frac{1}{3f}; \quad \tau_{\text{средн}} = \frac{1}{6f}. \qquad \text{(III.75)}$$

На рис. III.34, *б* приведена шестипульсная (трехфазная мостовая) схема выпрямителя. Применение шестипульсной схемы, у которой все шесть вентилей являются управляемыми, оправдано при

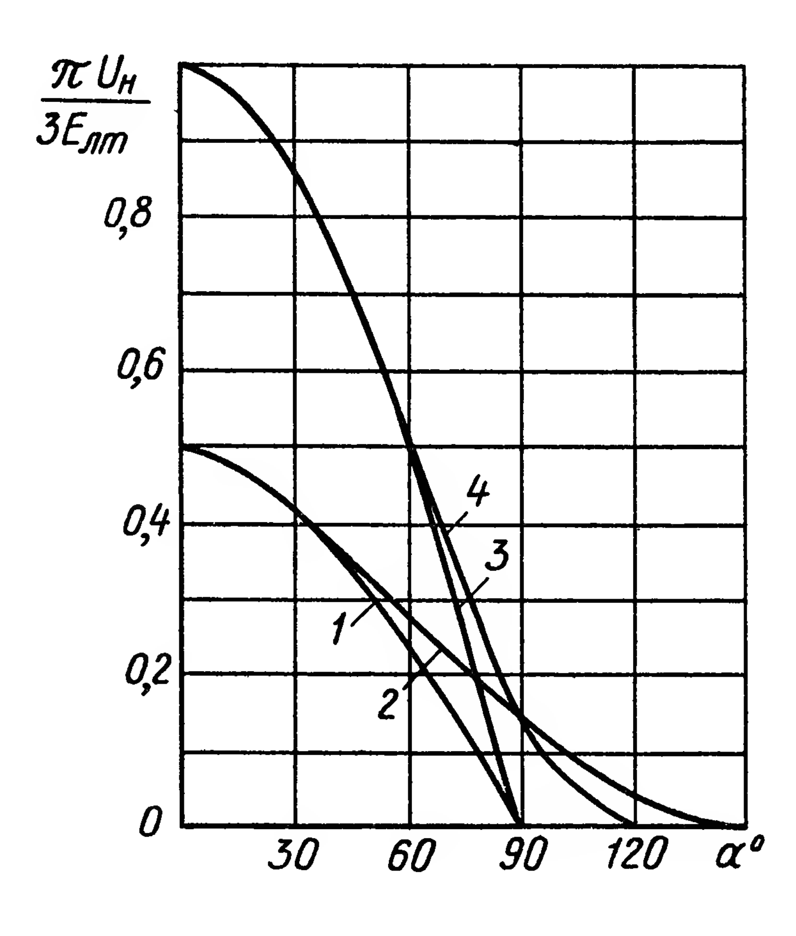


Рис. III.35. Характеристики вход — выход:

кривая 1 — для схемы (рис. III 34, *а*) в режиме непрерывного тока ($\omega T_н \gg 1$); кривая 2 — то же, при активной нагрузке или активно-индуктивной с обратным диодом $Д_0$; кривая 3 — для схемы (рис. III.34, *б*) в режиме непрерывного тока; кривая 4 — то же, при активной нагрузке

построении реверсивного усилителя с общим источником питания или когда необходимо обеспечить инверторный режим работы усилителя.

Характеристика вход — выход в режиме непрерывного тока для рассматриваемого усилителя определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \frac{3E_{лт}}{\pi}\cos\alpha; \quad 0 < \alpha < 90°, \qquad \text{(III.76)}$$

а при чисто активной нагрузке

$$\left.\begin{aligned} &U_н = I_н R_н = \frac{3E_{лт}}{\pi}\cos\alpha; \quad 0 < \alpha < 60°; \\ &U_н = I_н R_н = \frac{3E_{лт}}{\pi}[1 + \cos(\alpha + 60°)]; \\ &\qquad 60° < \alpha < 120°. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.77)}$$

Соответствующие зависимости приведены на рис. III.35.

Передаточная функция шестипульсного усилителя также определяется выражением (III.68), где

$$0 < \tau < \frac{1}{6f}; \quad \tau_{\text{средн}} = \frac{1}{12f}. \qquad \text{(III.78)}$$

В ряде случаев регулируемые выпрямители должны обеспечивать сравнительно ограниченный диапазон кратности изменения выходного напряжения (например, при использовании их в качестве регулирующих органов стабилизаторов напряжения). Для этой цели целесообразно использовать регулируемые выпрямители со ступенчатым регулированием выходного напряжения (выпрямители с «вольтодобавкой») [10]. Их применение позволяет значительно улучшить энергетические показатели схемы (повысить коэффициент мощности и существенно уменьшить пульсации выходного

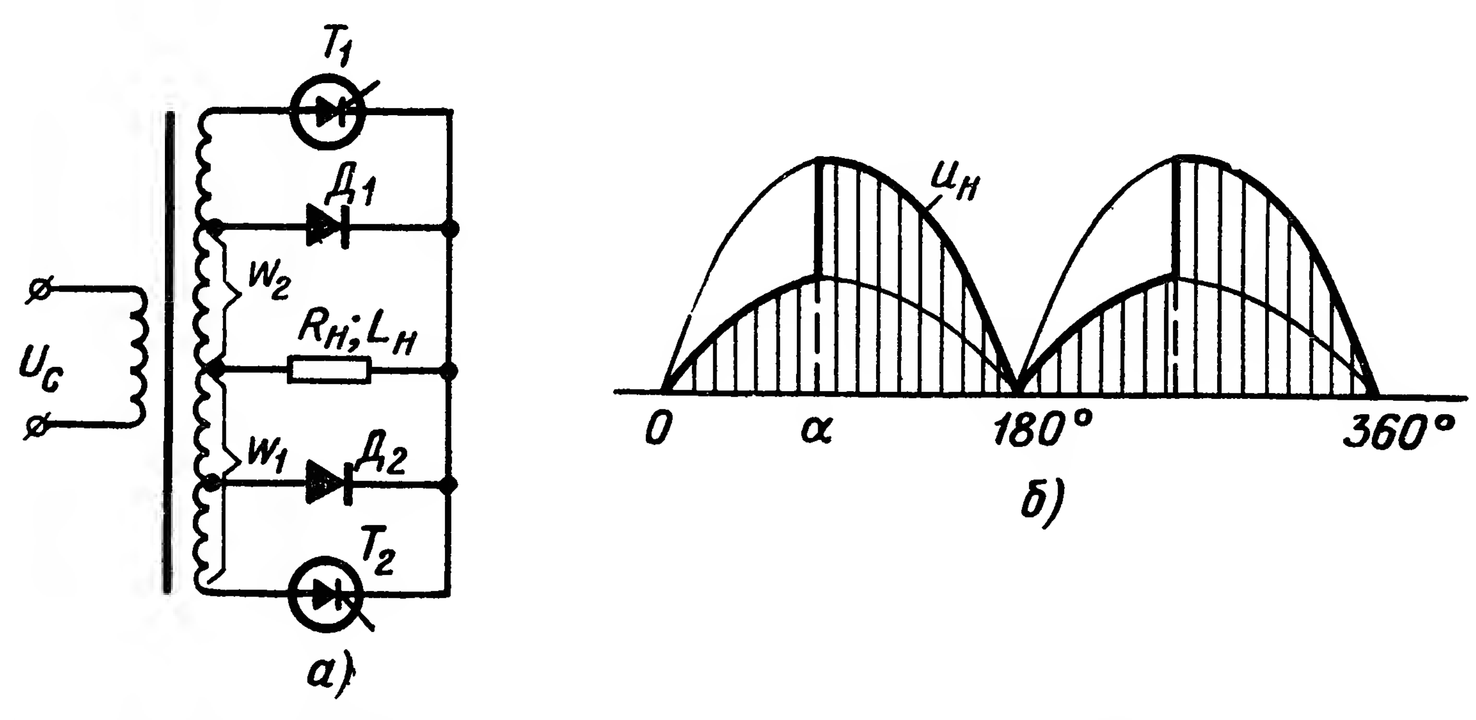


Рис. III.36. Тиристорный выпрямитель со ступенчатым регулированием выходного напряжения:

а — схема выпрямителя; *б* — временная диаграмма

напряжения). Выпрямители со ступенчатым регулированием целесообразно применять при кратностях регулирования напряжения нагрузки не более 2—3.

Одна из схем выпрямителей со ступенчатым регулированием напряжения приведена на рис. III.36, *а*, [10].

При закрытых тиристорах T_1, T_2 ($\alpha = \pi$) на нагрузке имеет место минимальное напряжение, определяемое э. д. с. вторичных обмоток w_2. При открытых тиристорах ($\alpha = 0$) на нагрузке — максимальное напряжение, определяемое э. д. с. обмотки w_1. Промежуточные углы открытия тиристоров ($0 < \alpha < \pi$) обеспечивают ступенчато-синусоидальную форму напряжения на нагрузке (рис. III.36, *б*), среднее значение которого

$$U_н = I_н R_н = \frac{E_m}{\pi}[1 + s_0 + (1 - s_0)\cos\alpha]; \quad 0 < \alpha < \pi, \qquad (III.79)$$

где E_m — амплитуда э. д. с. обмотки w_1, $s_0 = \frac{w_2}{w_1}$.

Кратность изменения напряжения на нагрузке $k_U = \frac{U_{н\,max}}{U_{н\,min}}$ связана с коэффициентом s_0 следующим соотношением:

$$k_U = \frac{1}{s_0}. \qquad (III.80)$$

Является очевидным, что схемы со ступенчатым регулированием не могут обеспечить инверторный режим работы из-за наличия дополнительных неуправляемых вентилей, через которые замыкается индуктивный ток нагрузки после снятия сигнала управления с тиристоров и их закрытия.

Для схемы рис. III. 36,*а* при $\omega T_{н} \gg 1$ передаточная функция определяется соотношением (III.67).

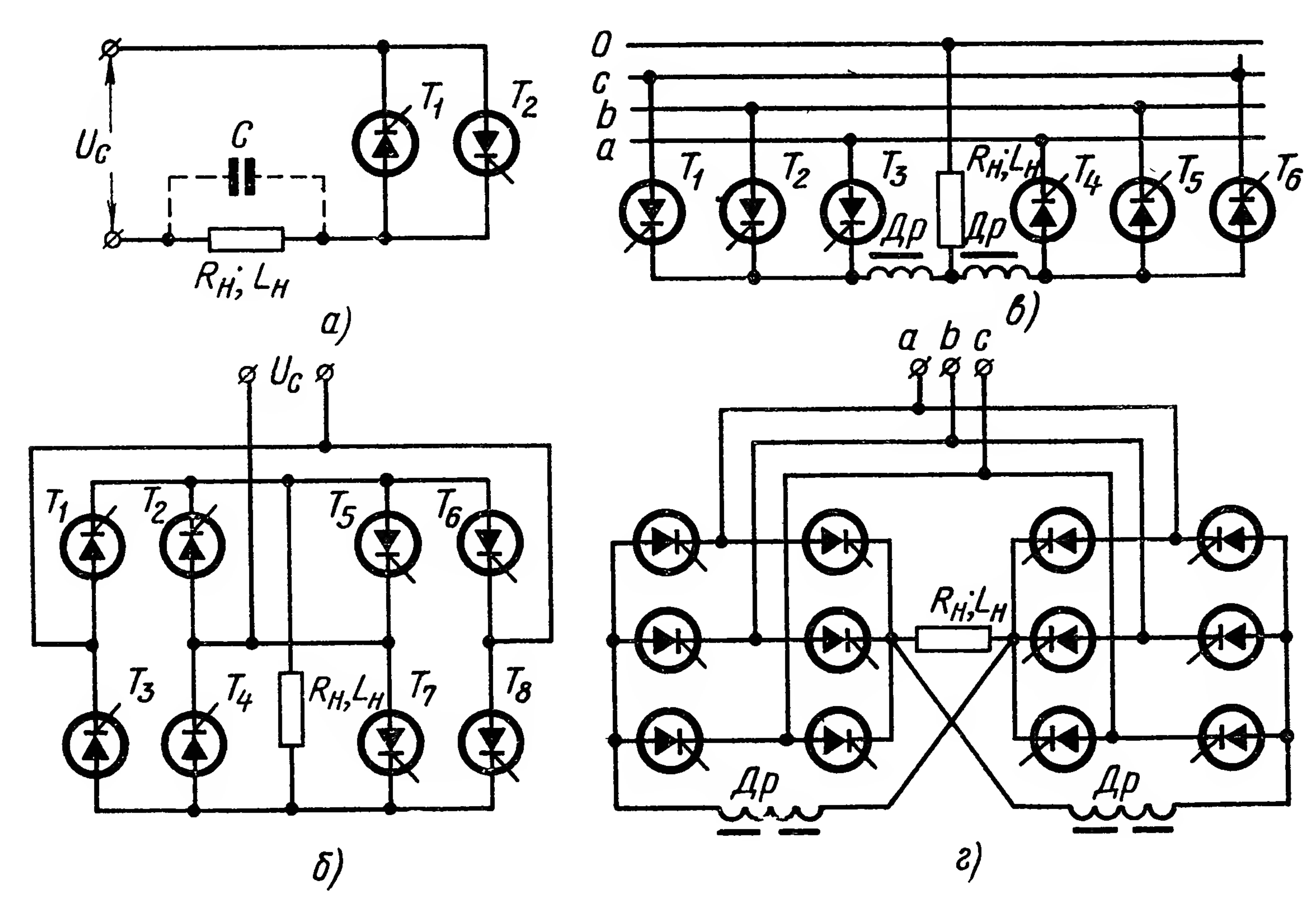


Рис. III. 37. Схемы реверсивных тиристорных регуляторов мощности с выходом на постоянном токе:

а — однопульсная схема; *б* — двухпульсная схема; *в* — схема с питанием от трехфазной сети с нулевым проводом; *г* — шестипульсная схема

При необходимости определения передаточной функции собственно тиристорного регулятора последняя может быть представлена, как и ранее, звеном запаздывания с временем запаздывания

$$0 < \tau < \frac{1}{mf}; \ \tau_{средн} = \frac{1}{2mf}. \qquad \text{(III.81)}$$

Основные схемы реверсивных тиристорных регуляторов, обеспечивающих изменение знака выходного напряжения при изменении знака входного сигнала, приведены на рис. III.37.

Наиболее просто реализуется однополупериодная реверсивная схема (рис. III.37, *а*) с двумя встречно включенными тиристорам T_1 и T_2 (вместо двух тиристоров T_1 и T_2 можно использовать также один симметричный тиристор). Прямой полярности выходного тока соответствует открытое состояние T_1, обратной — открытое состояние T_2. Для увеличения среднего значения напряжения на нагрузке, а также для уменьшения времени переходного процесса реверсирования тока нагрузки последнюю целесообразно шунтировать конденсатором C, как это показано штриховой линией на рис. III.37, *а*.

Следует отметить способность работы однополупериодных реверсивных схем без дополнительных элементов в режиме класса А, когда возможно одновременное открытие обоих тактов усилителя.

Передаточная функция реверсивного однополупериодного усилителя независимо от характера нагрузки может быть представлена в виде звена с чистым запаздыванием в соответствии с выражением (III.68).

Реверсивные двухпульсные схемы с питанием от однофазной сети реализуются, например, по схеме, приведенной на рис. III.37, *б*. Схема содержит восемь тиристоров, включенных по четыре в две мостовые схемы.

Тиристоры T_1 — T_4 образуют плечо прямого такта, а T_5 — T_8 — реверсивного. Следует отметить сложность рассматриваемой схемы, обусловленной значительным числом тиристоров, требующих развязанных цепей управления.

Рассматриваемые двухпульсные реверсивные усилители могут нормально работать лишь в режиме класса В, т. е. в таком режиме, когда одновременное открытое состояние обоих плеч (тактов) усилителя не имеет места. В противном случае в схеме устанавливается путь для сквозного короткого замыкания, что может привести к выходу из строя тиристора и других элементов силовой цепи усилителя. Обеспечение работы усилителя в классе В в стационарных режимах не встречает затруднений. Однако в переходных процессах при реверсе режим класса В может нарушаться.

Для того чтобы предотвратить возможность возникновения режима короткого замыкания при реверсе, существует ряд способов. Один из них заключается в таком построении сигнала управления, при котором подача сигнала, открывающего запертое плечо, осуществляется лишь после того, как произошло запирание всех тиристоров ранее открытого плеча. Реализация этого способа возможна как за счет введения фиксированной задержки в цепи управления, действующей только при реверсе (время задержки должно превышать максимально возможную длительность открытого состояния тиристора после снятия сигнала управления), так и за счет обратной связи по току, протекающему через тиристоры, обеспечивающей соответствующую блокировку сигнала управления. Недостатком такого способа является ухудшение динамических свойств усилителя, определяемых при активно-индуктивной нагрузке временем переходного процесса, равным $t_{пер} \approx (3 \div 4)\ T_н$, а также усложнение схемы усилителя.

Питание мощных тиристорных усилителей осуществляется, как правило, от трехфазной сети. На рис. III.37, *в* приведена схема трехпульсного реверсивного усилителя с питанием от трехфазной сети с нулевым проводом. Работа усилителя в режиме класса А становится возможной благодаря балластным дросселям *Др*, включенным в силовую цепь обоих плеч. При этом одна группа тиристоров (например T_1 — T_3) работает в выпрямительном режиме, а другая (T_4 — T_6) — в инверторном. При отсутствии дросселя *Др*

усилитель может работать лишь в режиме класса В и для него остаются в силе недостатки, отмеченные выше.

Шестипульсная реверсивная схема (рис. III.37, *г*) содержит двенадцать тиристоров и при наличии дросселей *Др* также обеспечивает работу в режиме класса А.

При рассмотрении передаточных функций усилителей (рис. III.37) время запаздывания может быть принято равным $\tau_{\text{средн}} = \frac{1}{6f}$, $\left(0 < \tau < \frac{1}{3f}\right)$ для схемы рис. III.37, *в* и $\tau_{\text{средн}} = \frac{1}{12f}$ $\left(0 < \tau < \frac{1}{6f}\right)$ для схемы рис. III.37, *г*.

8. ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Схемы для управления однофазной нагрузкой приведены на рис. III.38 [8, 9].

Наиболее распространенной является схема с встречно-параллельным включением тиристоров (рис. III.38, *а*). Импульсы сигнала

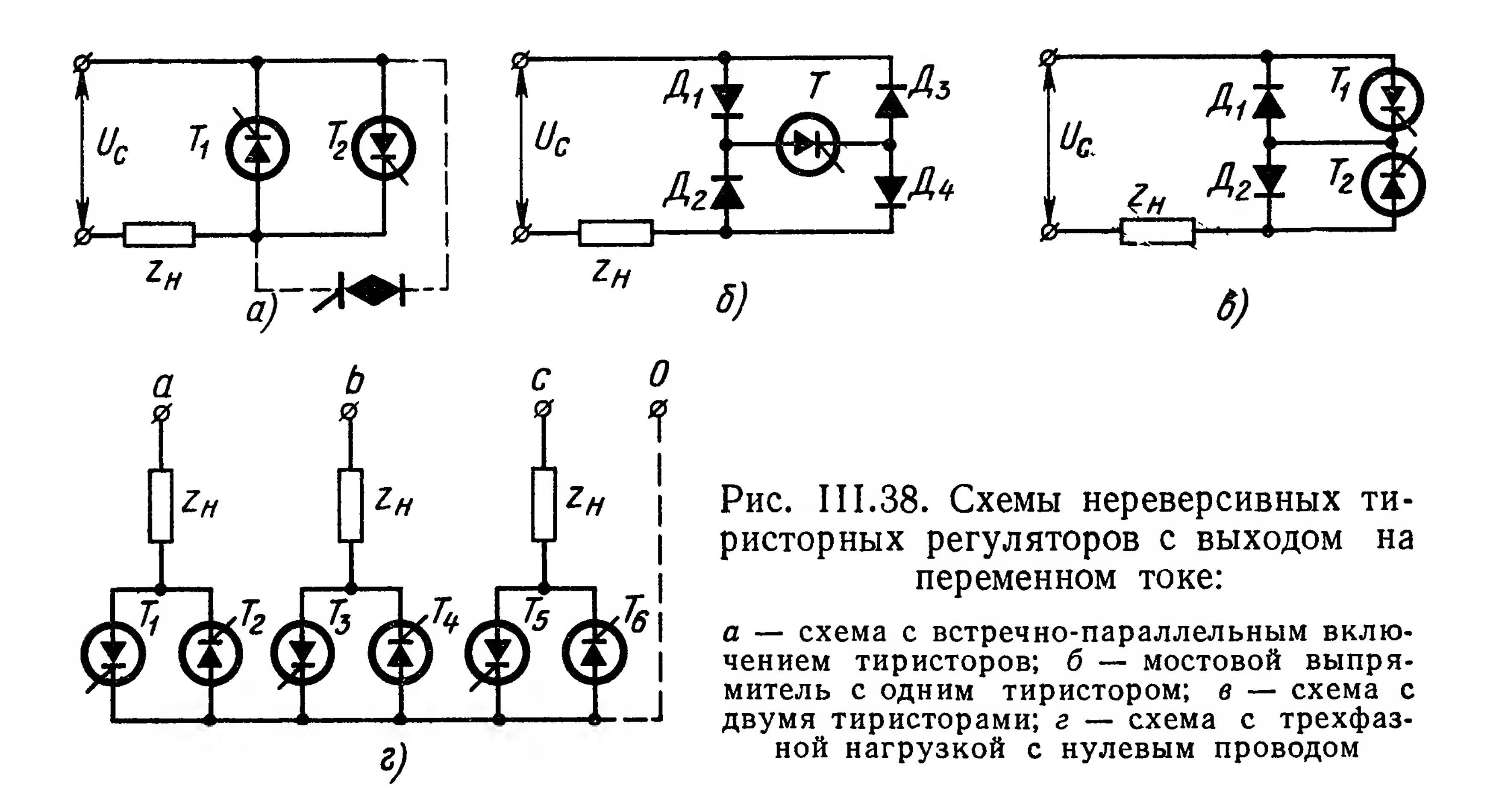


Рис. III.38. Схемы нереверсивных тиристорных регуляторов с выходом на переменном токе:

а — схема с встречно-параллельным включением тиристоров; *б* — мостовой выпрямитель с одним тиристором; *в* — схема с двумя тиристорами; *г* — схема с трехфазной нагрузкой с нулевым проводом

управления открывают тиристоры T_1, T_2 поочередно со сдвигом по фазе на 180°.

Вместо ячейки из встречно включенных тиристоров для построения усилителей переменного тока могут быть использованы также и симметричные тиристоры (симисторы), как это показано штриховой линией на однофазной схеме рис. III.38, *а*.

В схеме (рис. III.38, *б*) используется только один тиристор *Т*, включенный в диагональ мостового выпрямителя на вентилях $Д_1 — Д_4$.

Приведенный на рис. III.38, *в* вариант однофазного тиристорного регулятора обеспечивает такую же форму выходного напряжения,

как и предыдущие две схемы. Тиристоры так же, как и в схеме рис. III.38, *б*, защищены от обратных напряжений, а цепи управления тиристоров можно объединить. При этом тиристоры управляются одним импульсом, подаваемым на оба тиристора одновременно.

Схемы (рис. III.38) обеспечивают одинаковую форму выходного напряжения, среднее значение которого в функции угла включения тиристоров (характеристика вход — выход) определяется выражением (III.66) с учетом того, что рабочий диапазон изменения угла включения α_m при активно-индуктивной нагрузке ($Z_н = R_н + j\omega L_н$) равен

$$\alpha_m = 180^\circ - \operatorname{arctg}\frac{\omega L_н}{R_н}. \qquad \text{(III.82)}$$

Зависимость амплитуды I_{1m} и фазы φ_1 первой гармоники тока нагрузки в функции угла включения α при различных значениях $\operatorname{tg}\varphi_н = \frac{\omega L_н}{R_н}$ построена на рис. III.39 [8].

Передаточная функция однофазных тиристорных регуляторов переменного тока определяется соотношениями (III.68) и (III.72).

Одна из схем симметричного регулирования напряжения на трехфазной нереверсивной нагрузке с нулевым проводом приведена на рис. III.38, *г*; режим работы каждой фазы не отличается от режима работы однофазной схемы на рис. III.38, *а*.

При отсутствии нулевого провода среднее значение фазного напряжения на активной нагрузке в зависимости от угла включения α для схемы рис. III.38, *г*

$$U_н = \begin{cases} \dfrac{E_{фm}}{\pi}(1+\cos\alpha); \quad 0<\alpha<60^\circ; \\ \dfrac{\sqrt{3}}{2}\dfrac{E_{фm}}{\pi}(\sin\alpha+\sqrt{3}\cos\alpha); \ 60^\circ<\alpha<90^\circ; \\ \sqrt{3}\dfrac{E_{фm}}{\pi}\left(1+\dfrac{\sqrt{3}}{2}\cos\alpha-\dfrac{1}{2}\sin\alpha\right), \ 90^\circ<\alpha<150^\circ. \end{cases} \qquad \text{(III.83)}$$

При сравнении рассматриваемых схем следует учитывать гармонический состав тока нагрузки при изменении угла включения в рабочем диапазоне. Ток нагрузки для схемы рис. III.38, *г* с нулевым проводом будет содержать все нечетные гармоники. В схеме без нулевого провода гармоники тока нагрузки, кратные трем, отсутствуют и ток нагрузки содержит, помимо основной, практически только пятую и седьмую гармоники (третья и девятая гармоники равны нулю, а гармониками с более высоким номером можно пренебречь).

При ограниченной кратности регулирования тока нагрузки тиристорные усилители переменного тока так же, как и усилители постоянного тока, могут выполняться по схеме со ступенчатым регулированием.

Один из вариантов схемы со ступенчатым регулированием и однофазным питанием приведен на рис. III.40, *а* [10].

Схема выполнена с применением двух тиристорных ключей, коммутирующих отводы трансформатора (или автотрансформатора).

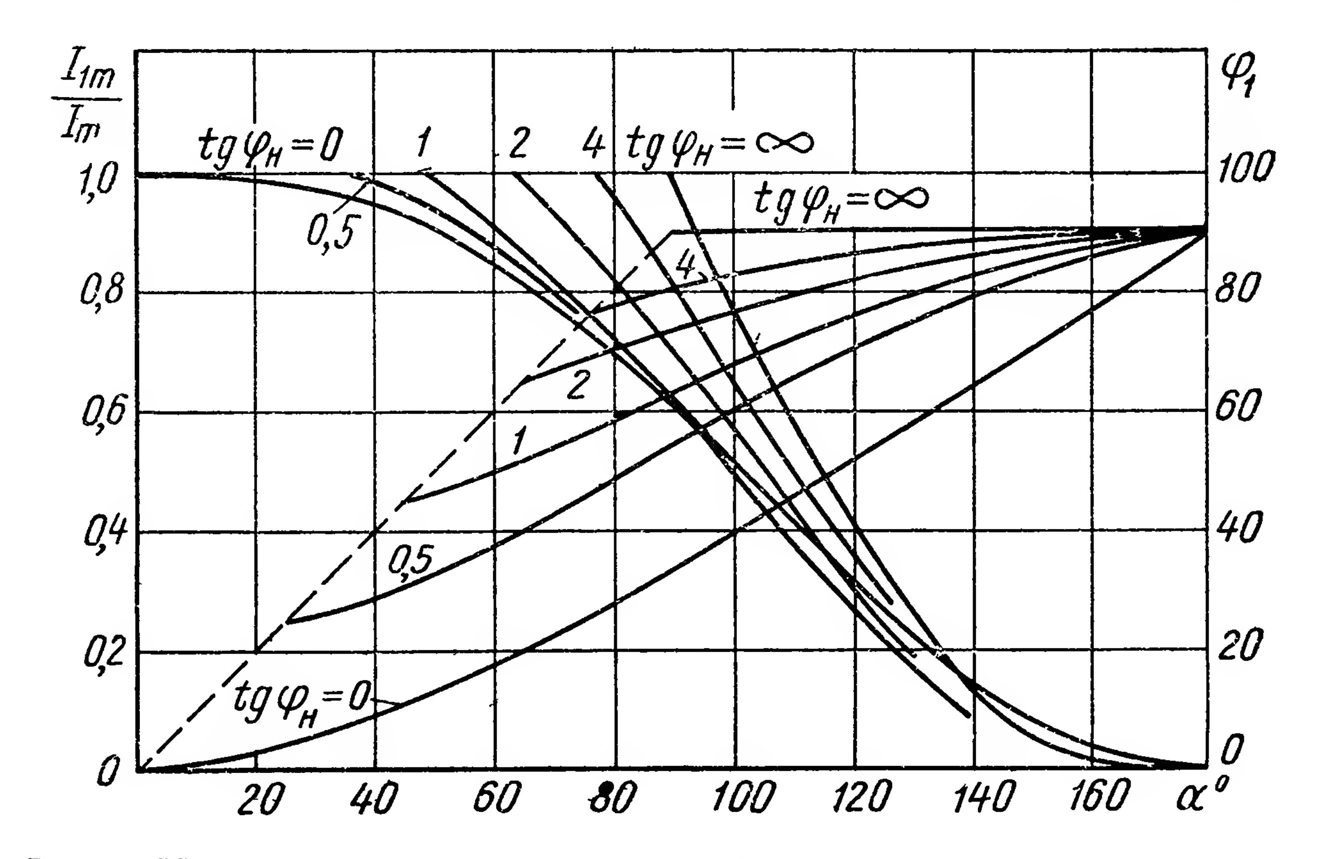


Рис. III.39. Зависимость амплитуды I_{1m} и фазы φ_1 первой гармоники тока нагрузки для схем (рис. III.38, *а* — *г*) в функции угла включения тиристора α при различных значениях tg $\varphi_н$

Тиристоры нижнего ключа (тиристоры T_1, T_2) коммутируются в начале соответствующих полупериодов, обеспечивая на нагрузке минимальное напряжение, соответствующее э. д. с. обмотки w_2.

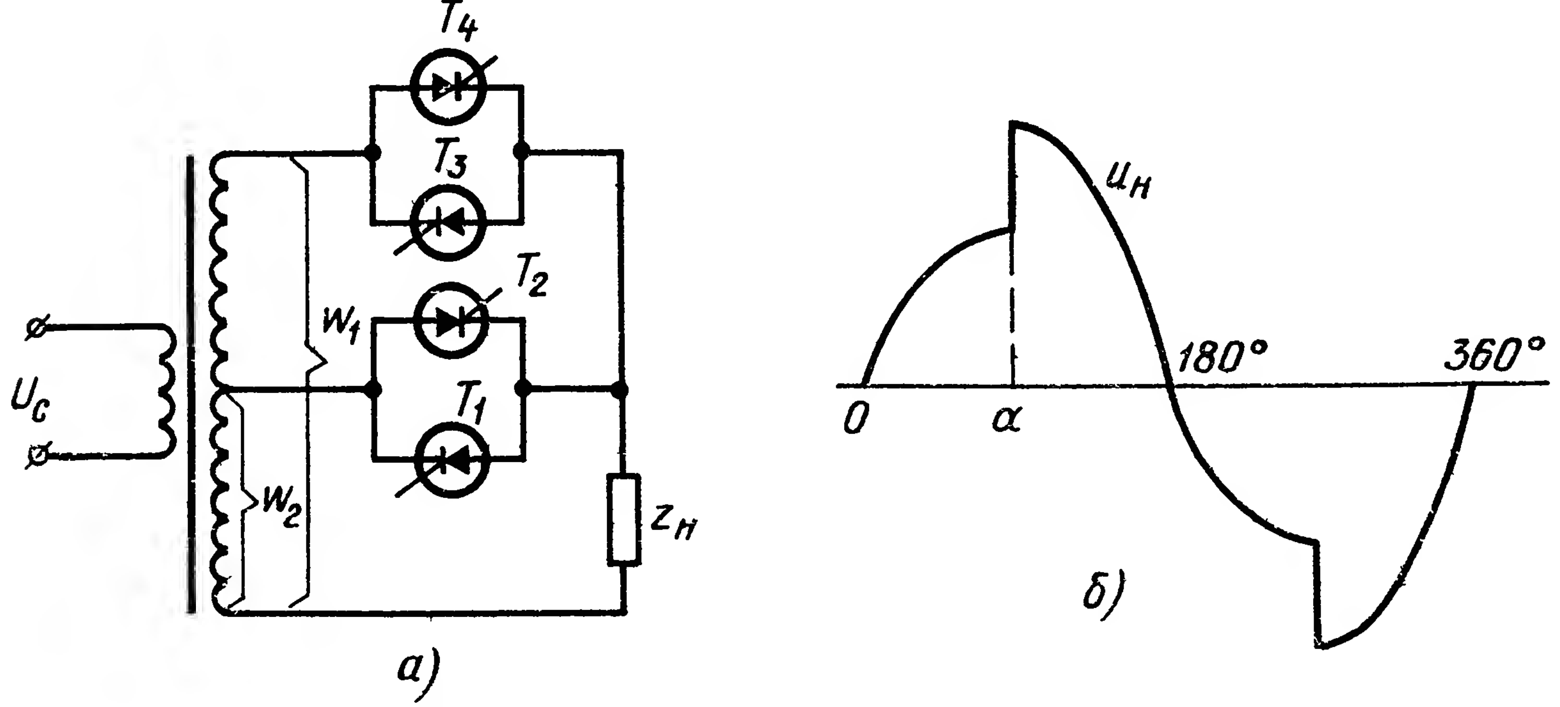


Рис. III.40. Однофазный тиристорный регулятор:

а — схема; *б* — временная диаграмма

При открытом верхнем ключе (на тиристоры T_3, T_4 поступает сигнал управления в начале соответствующих полупериодов) нижний ключ запирается за счет э. д. с. части обмотки $w_1 - w_2$ и на нагрузке имеет место максимальное напряжение, определяемое э. д. с. обмотки w_1. Промежуточные углы открытия тиристоров

верхнего ключа обеспечивают ступенчато-синусоидальную форму переменного напряжения на нагрузке (рис. III.40, *б*), среднее значение которого при активной нагрузке определяется выражением (III.79). Максимальное запаздывание, вносимое подобным усилителем, определяется полупериодом питающего напряжения.

Аналогичным образом могут быть выполнены и трехфазные схемы тиристорных регуляторов со ступенчатым регулированием

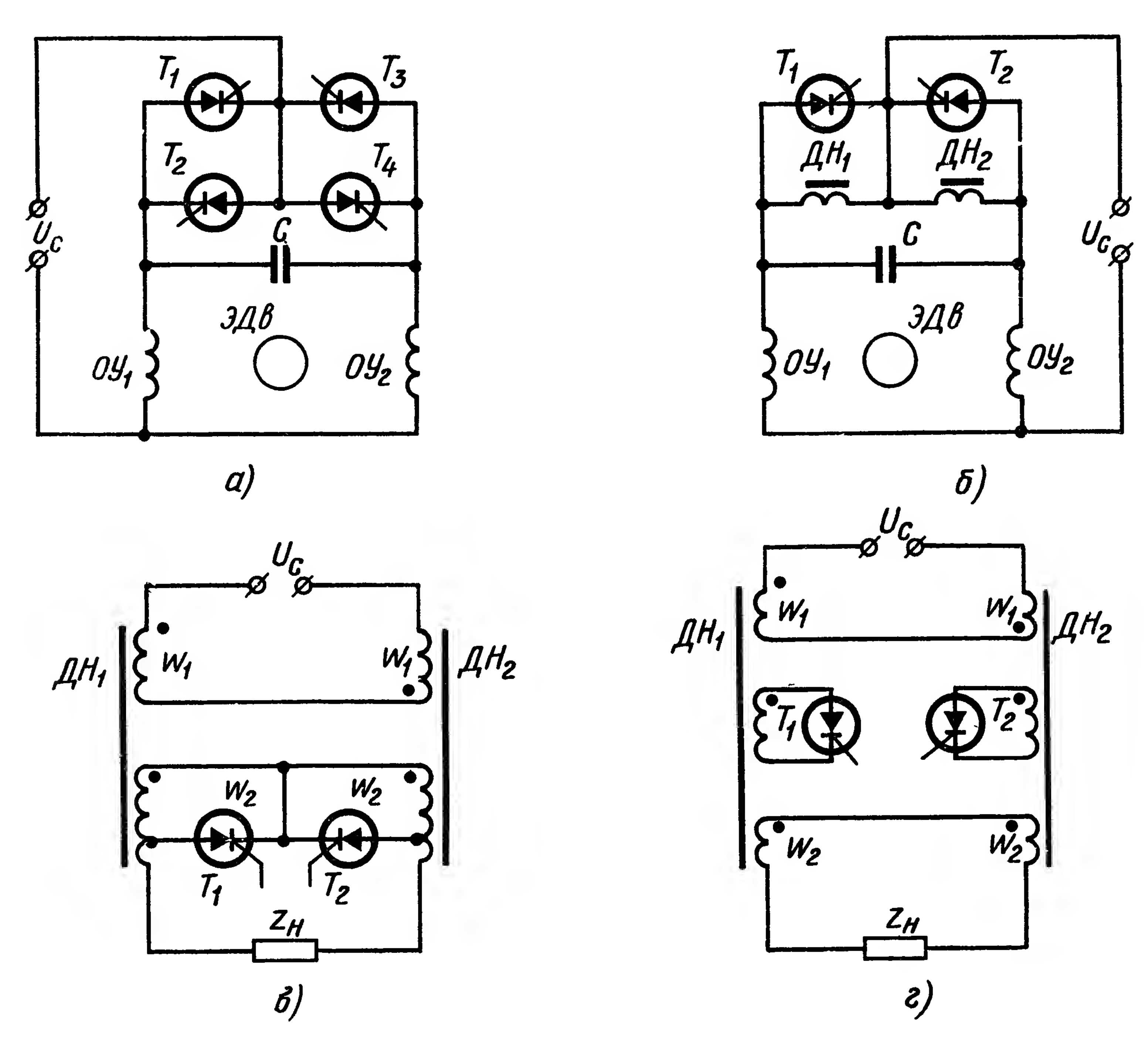


Рис. III.41. Схемы реверсивных регуляторов переменного тока с однофазным питанием:

а и *б* — с бестрансформаторным питанием; *в* и *г* — с трансформаторным питанием

напряжения, обеспечивающие так же, как и однофазный, существенное уменьшение высших гармоник в выходном напряжении и лучшие энергетические показатели [10].

Схемы реверсивных регуляторов для управления двухфазным электродвигателем, имеющим две одинаковые обмотки $ОУ_1$ и $ОУ_2$ с бестрансформаторным питанием от однофазной сети, приведены на рис. III.41, *а* и *б*.

При подаче отпирающего сигнала на тиристоры T_1 и T_2 (рис. III.41, *а*) либо T_1 (рис. III.41, *б*) конденсатор C оказывается включенным в цепь обмотки $ОУ_2$ и обеспечивает одно направление вращения электродвигателя. При открытии тиристоров T_3 и T_4

либо T_2 конденсатор C оказывается включенным в цепь $ОУ_1$ и направление вращения электродвигателя меняется на обратное.

В тех случаях, когда возникает необходимость в согласовании напряжения на нагрузке (например, обмотке электродвигателя) с напряжением сети, целесообразно применять трансформаторные схемы тиристорно-магнитных усилителей, которые сочетают в одном устройстве дроссель насыщения (*ДН*) и согласующий трансформатор. Примеры подобных схем приведены на рис. III.41, *в* и *г* [8].

Максимальное запаздывание тиристорных регуляторов по рис. III.41 составляет половину периода частоты питающего напряжения.

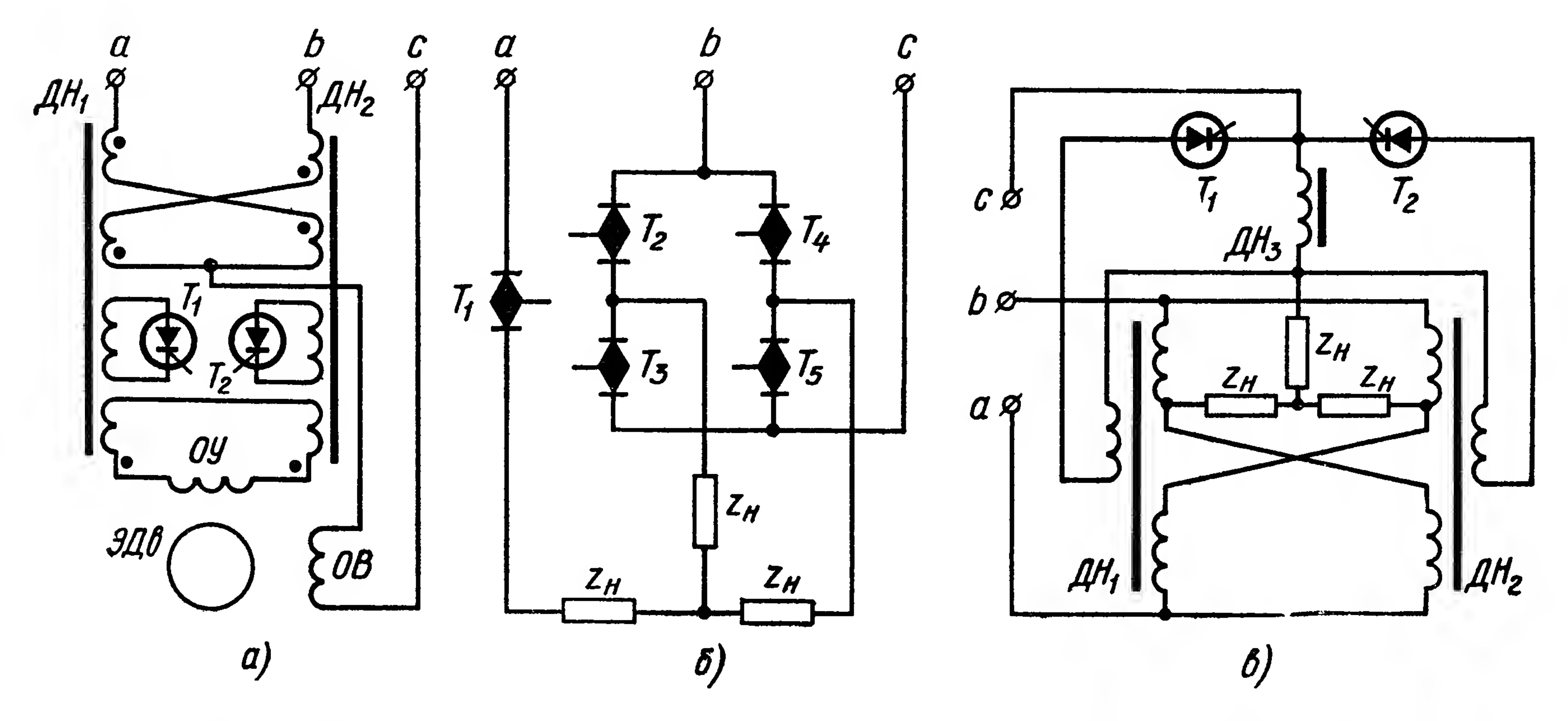


Рис. III.42. Реверсивные схемы тиристорных регуляторов с питанием от трехфазной сети:

а — схема, обеспечивающая фазовый сдвиг на 90°; *б* — с трехфазной нагрузкой; *в* — тиристорно-магнитный усилитель

Схемы реверсивных тиристорных усилителей с питанием от трехфазной сети (*a*, *b*, *c*) показаны на рис. III.42.

Усилитель (рис. III.42, *а*) обеспечивает необходимую величину 90-градусного фазового сдвига между напряжениями на управляющей и возбуждающей (*ОУ* и *ОВ*) обмотках двухфазного электродвигателя без применения фазосдвигающего конденсатора. Так же, как и в описанных выше схемах, регулирование напряжения на нагрузке осуществляется тиристорами T_1 и T_2, шунтирующими дроссели насыщения $ДН_1$, $ДН_2$; при этом дроссели одновременно выполняют роль преобразователя фаз.

Для реверсивного управления трехфазной нагрузкой широкое применение получила схема, приведенная на рис. III.42, *б*. Схема построена на симметричных тиристорах T_1 — T_5, однако, естественно, она может быть также реализована на ячейках из встречно включенных тиристоров.

Приведенная на рис. III.42, *в* схема тиристорно-магнитного реверсивного усилителя позволяет уменьшить число управ-

ляемых вентилей до минимально возможного для реверсивной схемы.

Запаздывание трехфазной схемы (рис. III.42, *б*) определяется выражением (III.78), а в схеме, показанной на рис. III.42, *в*, оно определяется периодом питающего напряжения.

9. ТИРИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В рассмотренных выше схемах тиристорных усилителей, питаемых от сети переменного тока, запирание тиристоров осуществлялось отрицательным полупериодом питающего напряжения (в случае приложения переменного напряжения), или снижением до нуля анодного тока (при питании пульсирующим выпрямленным напряжением).

Тиристорные усилители, питаемые от источника постоянного тока, имеют устройство, предназначенное для принудительного отключения тиристора, что вносит принципиальное различие между схемами с питанием от переменного и постоянного тока.

Как правило, отключение тиристоров осуществляется периодическим подключением к цепи тиристора импульсного источника энергии, который на момент отключения тиристора обеспечивает снижение анодного тока до нуля (и даже может создавать на короткое время, пока тиристор открыт, импульсы анодного тока отрицательной полярности [7]), при этом подключение импульсного источника энергии может осуществляться либо через ключи (тиристоры, транзисторы и т. п.), коммутируемые специальным импульсным генератором, либо благодаря введению в цепь отключения колебательного контура, способного накапливать энергию, достаточную для отключения основного тиристора.

Такие устройства, которые включают в себя основной (силовой) тиристор и устройство для его отключения, носят обычно название прерывателей и являются составной частью тиристорного усилителя, питаемого от сети постоянного тока.

На рис. III.43 приведена наиболее распространенная блок-схема тиристорного усилителя с питанием от сети постоянного тока (ТУПТ).

Усилитель (рис. III.43, *а*) работает следующим образом. Задающий генератор (*ЗГ*) вырабатывает импульсы стабильной частоты с периодом $T_з$ (см. рис. III.43, *б*), которые подаются одновременно на импульсный источник энергии (*ИИЭ*), предназначенный для отключения тиристора, и на фазоимпульсное устройство (*ФИУ*), преобразующее управляющий сигнал $U_у$ в импульсы, фаза которых изменяется относительно фазы импульсов *ЗГ*, пропорционально напряжению $U_у$. Таким образом, *ЗГ* служит первичным источником отключающих импульсов и устройством, синхронизирующим работу *ФИУ* и *ИИЭ*. Управляющее напряжение, подаваемое на

ФИУ, преобразуется в импульсы, которые усиливаются формирователем импульсов (*ФИ*) и обеспечивают включение тиристора, соединенного последовательно с нагрузкой, в сеть постоянного тока. Отключение тиристора осуществляется подачей импульса на тиристор с *ИИЭ*.

Изменение величины управляющего напряжения $U_у$ приводит к изменению интервала между включением и отключением силового тиристора, регулируя тем самым длительность импульса напряжения, приложенного к нагрузке $U_н$. Поскольку период $T_з$ остается

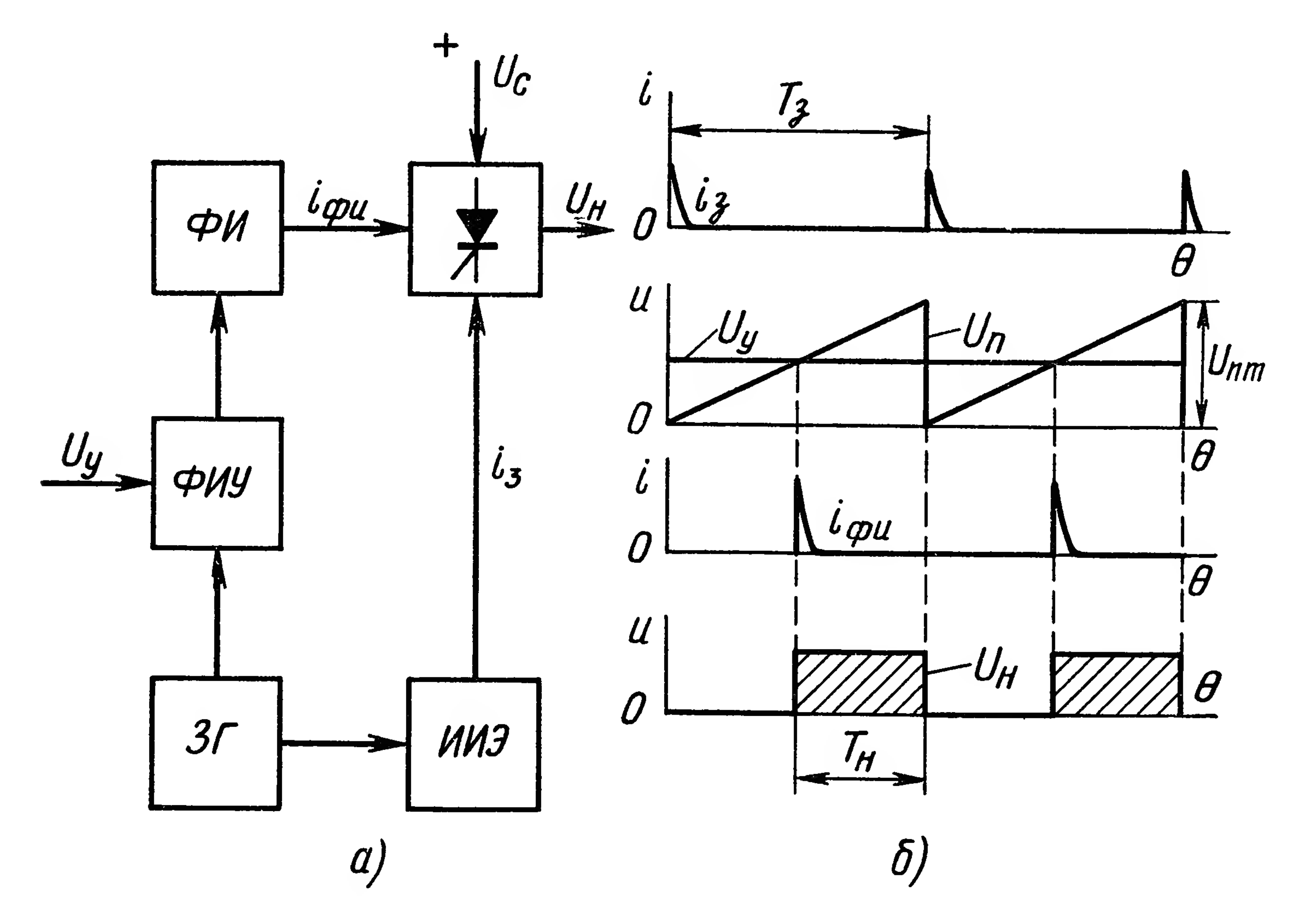


Рис. III.43. Схема и временные диаграммы тиристорного усилителя с питанием от сети постоянного тока:

а — блок-схема; *б* — временные диаграммы

постоянным, то из диаграмм (рис. III.43, *б*) следует, что напряжение на нагрузке (среднее значение)

$$U_н \approx U_с \frac{T_н}{T_з} \approx U_с\left(1 - \frac{U_у}{U_{пт}}\right), \qquad (III.84)$$

где $U_с$; $U_у$; $U_{пт}$ — напряжение сети, управления и амплитудное пилообразное, вырабатываемое *ФИУ*.

Приведенное соотношение справедливо только для диаграмм, изображенных на рис. III.43, *б*, и будет отличным в случае применения *ФИУ* с иной характеристикой, при применении смещения и т. п. Более подробно описание и расчет ТУПТ дается в работе [7].

Примеры схем тиристорных прерывателей с принудительным отключением и диаграммы, поясняющие принцип их работы, приведены на рис. III.44, *а*, *б*. Так, на рис. III.44, *а* показана схема

емкостного отключения тиристора, в которой при открытии тиристора T_1 к нагрузке прикладывается полное напряжение сети и одновременно через балластное сопротивление $R_б$ заряжается конденсатор C до напряжения U_c. Открытие тиристора T_2 приводит к подключению конденсатора C параллельно тиристору T_1, а разрядный ток конденсатора отключает тиристор T_1. Минимальная величина

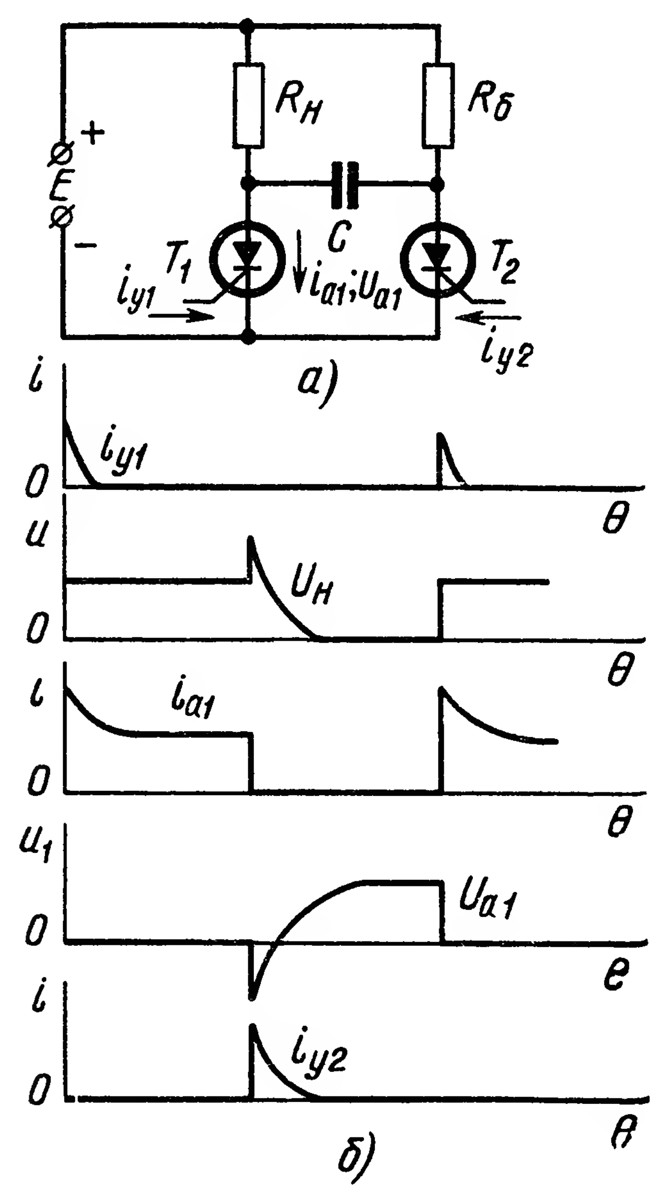


Рис. III.44. Прерыватель с емкостным накопителем энергии:

а — схема; *б* — временные диаграммы

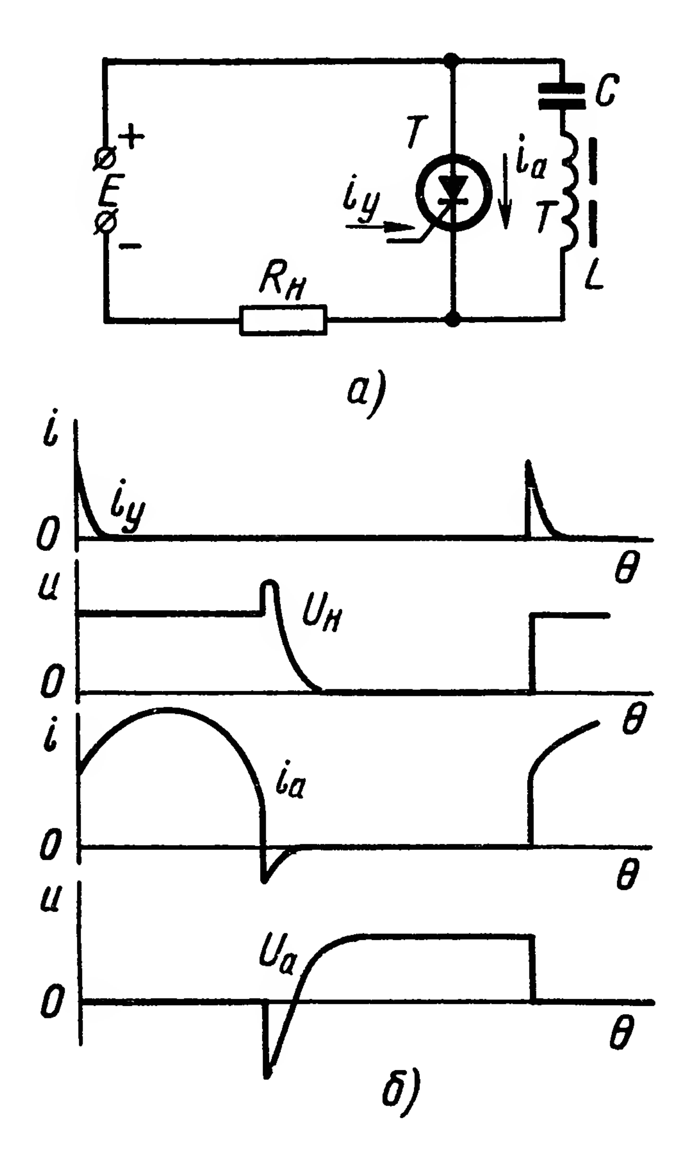


Рис. III.45. Прерыватель с колебательным контуром:

а — схема; *б* — временные диаграммы

коммутирующей емкости может быть приблизительно определена из соотношения

$$C \geqslant \frac{t_в I}{U} \text{ мкФ}, \tag{III.85}$$

где $t_в$ — время восстановления тиристора, мкс;
I — ток нагрузки во время коммутации, А;
U — напряжение на емкости, В.

Использование колебательного контура дает возможность исключить дополнительную цепь отключения тиристора. Пример такой схемы приведен на рис. III.45, *а*. Здесь колебательный LC-контур подключен параллельно тиристору T. Принцип работы прерывателя поясняется диаграммами, приведенными на рис. III.45, *б*.

Рассмотренные выше схемы прерывателей требуют для отключения тиристора специального устройства, обеспечивающего импульс-

ный ток, равный или больший тока нагрузки, а коммутация (отключение) тиристора производится по цепи, раздельной от цепи управления, что существенно усложняет схему прерывателя.

Применение полностью управляемых (двухоперационных) тиристоров позволяет упростить схему управления прерывателем, поскольку включение и отключение тиристора осуществляется подачей сигнала на управляющий электрод тиристора, а уровень отключающего тока существенно меньше (в несколько раз) анодного тока тиристора.

Примеры схем прерывателей постоянного тока с применением двухоперационных тиристоров приведены на рис. III.46. На рис. III.46, *а* изображена схема прерывателя, в котором включение

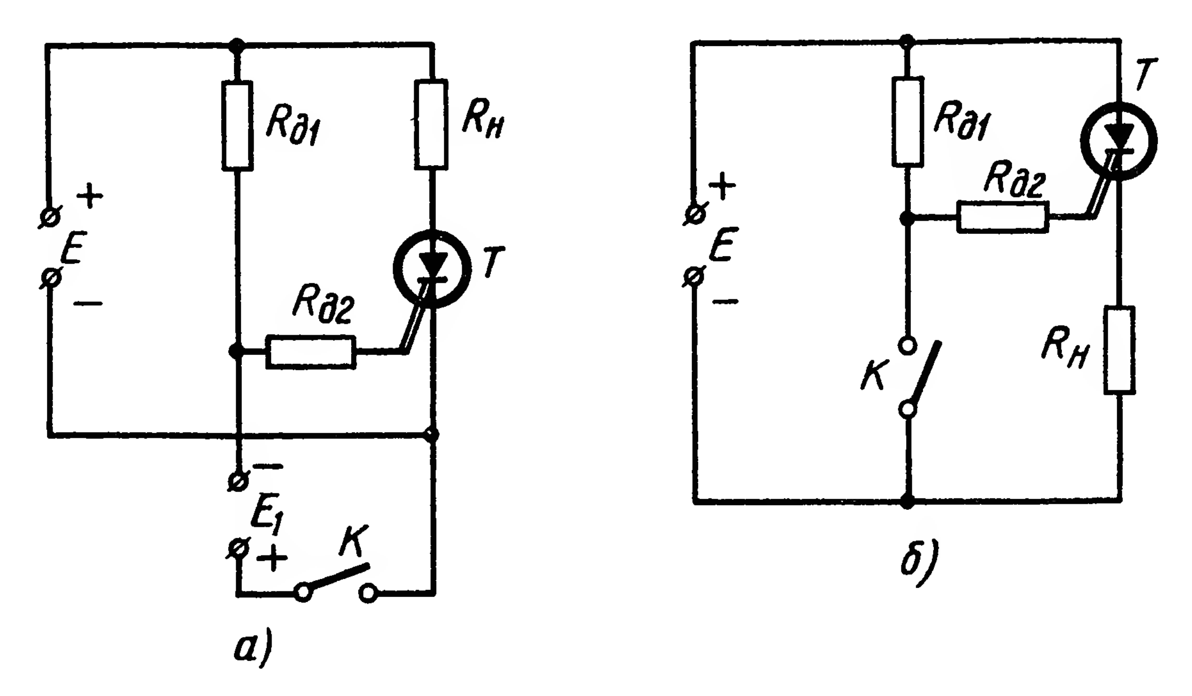


Рис. III.46. Прерыватели на полностью управляемых тиристорах:

а — с вспомогательным источником, $R_{д1}$, $R_{д2}$ — добавочные сопротивления; *б* — без вспомогательного источника

и отключение тиристора осуществляются размыканием и замыканием ключа *К*, в качестве которого может быть использован транзистор. При размыкании ключа тиристор *Т* открывается при подаче анодного напряжения на управляющий электрод, а при замыкании — закрывается обратным напряжением, подаваемым на управляющий электрод от дополнительного источника E_1.

Если нагрузка находится в катодной цепи тиристора, его включение производится тем же анодным напряжением (рис. III.46, *б*), а отключение, при замыкании ключа *К* — напряжением на нагрузке.

Схемы прерывателей на двухоперационных тиристорах могут управляться и от двух различных источников, вырабатывающих импульсы включения (положительные) и отключения (отрицательные). Но при этом следует иметь в виду, что их развязка при параллельном включении невозможна и они шунтируют друг друга.

Рассмотренные варианты схем прерывателей могут служить составной частью нереверсивных усилителей с питанием от сети постоянного тока, а на их основе также могут быть построены реверсивные усилители. Так, например, схема (см. рис. III.44, *а*) стано-

вится реверсивной, если нагрузка (например, обмотки возбуждения электродвигателя) выполнена в виде двух плеч, включенных вместо $R_н$ и $R_б$. Пример реверсивного прерывателя с выходом на объединенную нагрузку (якорь электродвигателя) приведен на рис. III.47, *а*.

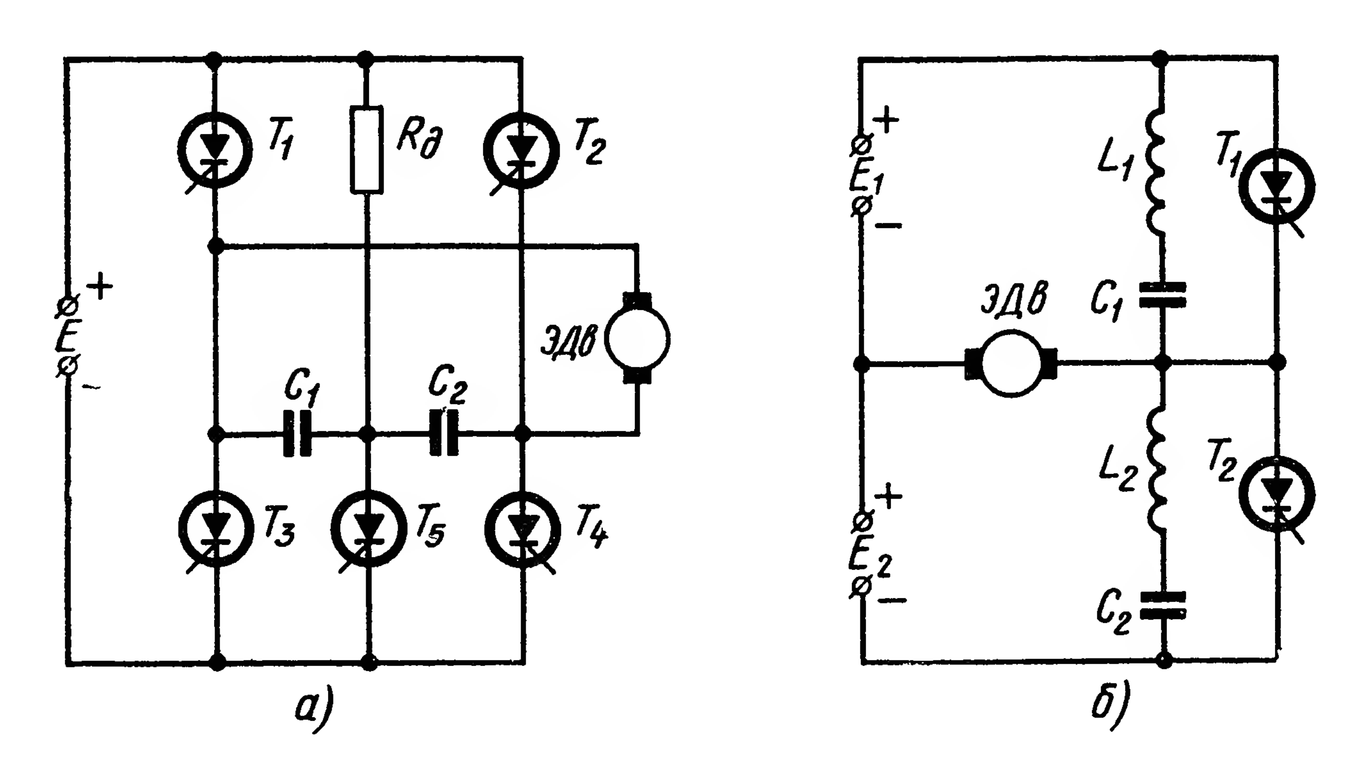


Рис. III.47. Реверсивные схемы усилителей постоянного тока:

а — мостовая; *б* — дифференциальная

Отключение всех рабочих тиристоров осуществляется одним вспомогательным тиристором T_5, который подключает коммутирующие конденсаторы C_1 и C_2 к одному или к другому плечу схемы.

Принцип построения реверсивных усилителей с использованием ранее рассмотренных схем аналогичен. При наличии двух источников питания E_1, E_2, которые могут включаться последовательно, построение реверсивных схем с общей нагрузкой значительно упрощается. Пример построения такой схемы на базе прерывателя (см. рис. III.45, *а*) приведен на рис. III.47, *б*.

10. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Использование диэлектрических элементов, называемых варикондами, для повышения уровня сигнала дает хороший эффект. По сравнению с электронными лампами и транзисторами вариконды обладают более высокой механической прочностью по отношению к ударам, вибрациям, тряске. Они практически не выделяют тепло, надежнее работают в условиях повышенной влажности, высокого давления и разрежения. Они малогабаритны, просты по конструкции, имеют меньшую стоимость, а срок службы их практически неограничен. Наряду с этим, вариконды нестабильны и чувствительны к изменению температуры среды. Однако эти недостатки могут быть скомпенсированы методами, известными для транзисторных устройств.

Вариконды представляют собой конденсаторы с сегнетокерамическим диэлектриком, имеющим нелинейный характер зависимости

диэлектрической проницаемости ε от напряженности E приложенного электрического поля. Увеличиваясь резко с ростом напряженности и достигнув максимума при напряженности $E_{max} = 50 \div 600$ В/мм, который в 5—6 раз превышает начальное значение при отсутствии поля, диэлектрическая проницаемость далее плавно снижается.

Характер этой зависимости имеет сходство с зависимостью магнитной проницаемости от напряженности поля в магнитном усилителе. Поэтому при проектировании и расчете усилителей на варикондах может быть использована методика, разработанная для магнитных усилителей.

Изготовляются вариконды в виде объемных образцов из различных сегнетокерамических материалов, отличающихся температурой Кюри, выше которой исчезают нелинейные свойства, и коэффициентом нелинейности. В табл. III.3 приведены основные параметры отечественных объемных варикондов с размерами от 0,5 до 6 см³, Здесь $K_{\sim}$ — коэффициент нелинейности, показывающий отношение максимальной емкости к номинальной. Так как емкость вариконда зависит от величины приложенного напряжения, то номинальное значение емкости определяют при 5 В и частоте 50 Гц. Разброс номинальных значений емкости для отдельных образцов перекрывает диапазон от —40 до +100%. В отличие от других нелинейных элементов, применяемых в усилительных устройствах, вариконды значительно менее подвержены влиянию влаги и температуры. Они сохраняют свои свойства при температуре среды от —40 до +60° С и влажности до 98%. С целью повышения механической прочности и влагостойкости вариконд заключается в оболочку из полиуретана, капрона или эпоксидной смолы.

Таблица III.3

Основные параметры объемных варикондов

Тип вариконда	Точка Кюри, °С	Коэффициент нелинейности $K_{\sim}$ не менее	Напряженность поля E_{max}, В/мм	Номинальная емкость, пФ
ВК-1	75±10	4	150-200	100—15 · 10⁴
ВК-2	75±10	8	120-150	10—22 · 10⁴
ВК-3	25±5	2	50-100	100—10⁶
ВК-4	105±10	8	250-300	10—10⁵
ВК-5	75±10	20	80-100	10—10⁴
ВК-6	200±20	10	500-600	10—10³

Ток в цепи с варикондом по мере увеличения переменного напряжения возрастает, а затем достигает насыщения. Величина тока зависит также и от частоты питающего напряжения — чем выше частота, тем круче вольт-амперная характеристика вариконда. Управлять величиной тока можно также путем подачи на вариконд постоянного напряжения одновременно с напряжением переменного тока.

Применение вариконда в усилителе основано на использовании его как управляемого нелинейного реактивного (емкостного) сопротивления, аналогично тому, как в магнитном усилителе используется дроссель в качестве управляемого нелинейного реактивного (индуктивного) сопротивления. В диэлектрическом усилителе рабочая точка также выбирается с помощью напряжения смещения $U_{см}$ (рис. III.48).

По сравнению с индуктивным реактивным элементом нелинейность диэлектрика значительно меньше. Если отношение максимальной дифференциальной магнитной проницаемости к минимальной у магнитных материалов, используемых в магнитных усилителях, не менее 25 (у некоторых материалов достигает 1000), то у диэлектриков отношение диэлектрических проницаемостей меньше.

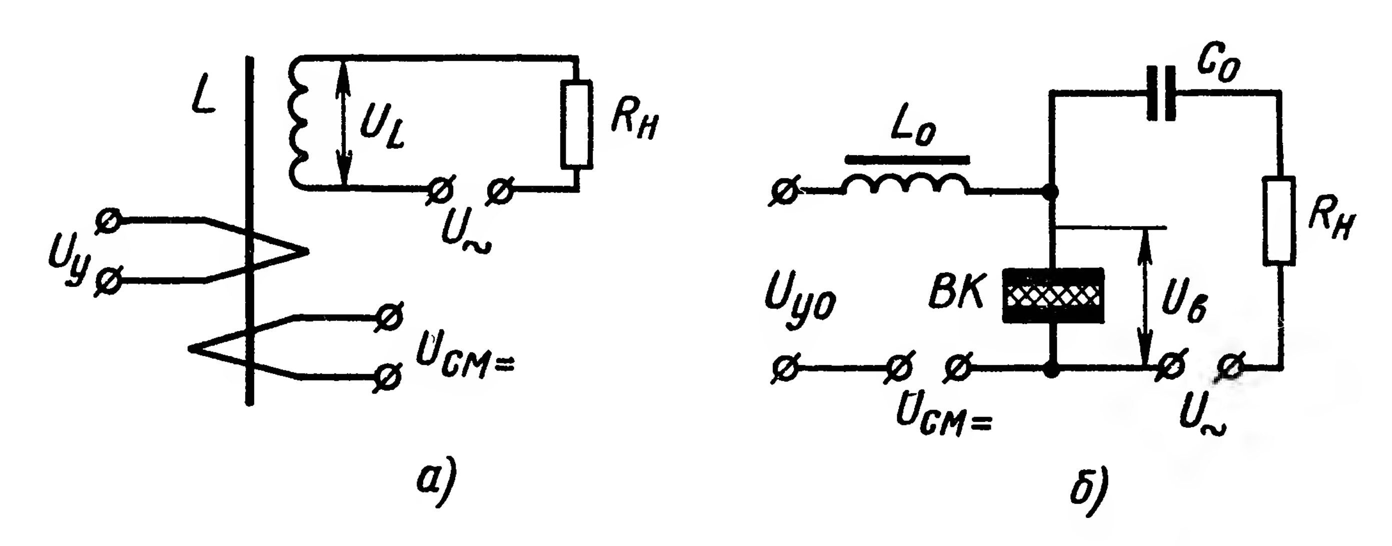


Рис. III.48. Принципиальные схемы усилителей:
а — магнитного; *б* — диэлектрического

С одной стороны, это обстоятельство следует расценивать как недостаток, так как резко ограничивается коэффициент усиления по напряжению. Однако, с другой стороны, невысокая степень нелинейности сокращает содержание гармоник на выходе диэлектрического усилителя по сравнению с магнитным усилителем.

Для исключения (или, по крайней мере, ослабления) гальванической связи между входной и выходной цепями в схеме усилителя предусмотрены блокирующие реактивные элементы. Дроссель L_0 (рис. III.48, *б*) снижает долю выходного тока, протекающего по входной цепи. Конденсатор C_0 запирает выходную цепь для входного сигнала и обеспечивает, кроме того, подачу на варикокд полного напряжения смещения. Целесообразно в качестве этого конденсатора использовать другой варикокд — это даст некоторое повышение коэффициента усиления схемы.

Коэффициент усиления по напряжению для диэлектрического усилителя несколько больше единицы, так как и входной сигнал постоянного тока, и напряжение переменного тока источника питания оказывают на варикокд одинаковое влияние.

Как усилитель мощности диэлектрический усилитель при усилении слабых сигналов благодаря высокому входному сопротивлению на частоте сигнала и малому выходному сопротивлению, так как частота напряжения питания намного больше частоты сигнала,

позволяет получить усиление до нескольких десятков тысяч. Чем больше отношение этих частот, тем выше коэффициент усиления. Для очень низких частот сигнала или для сигнала постоянного тока, когда в качестве входного сопротивления может быть взято сопротивление изоляции варикондов, достигающее 10^{10}—10^{11} ом, усиление по мощности может практически превышать 10^6.

Принципиальная схема простейшего реверсивного диэлектрического усилителя на варикондах $ВК_{1-4}$ с выходной мощностью 10 Вт показана на рис. III.49.

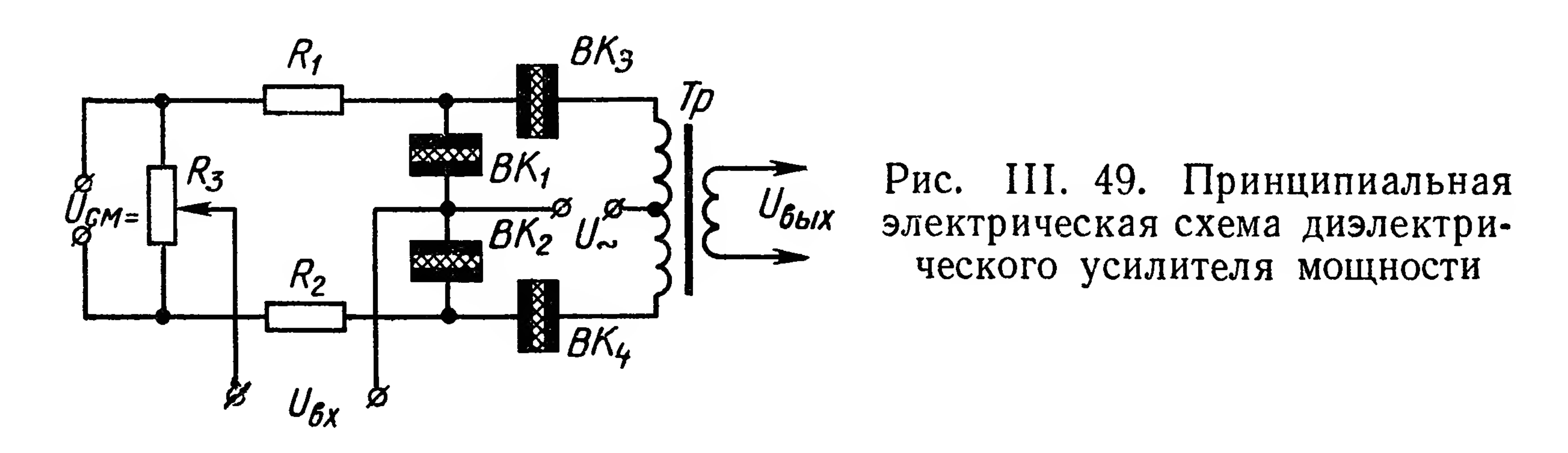


Рис. III. 49. Принципиальная электрическая схема диэлектрического усилителя мощности

Усилитель предназначен для управления в следящей системе двухфазным электродвигателем АДП-1 и имеет к. п. д. 43%. Инерционность усилителя можно характеризовать постоянной времени 0,032с.

Одним из способов повышения коэффициента усиления по напряжению в пределах до 6—20 является включение резонансного контура в цепь управляющего сигнала или питающего напряжения.

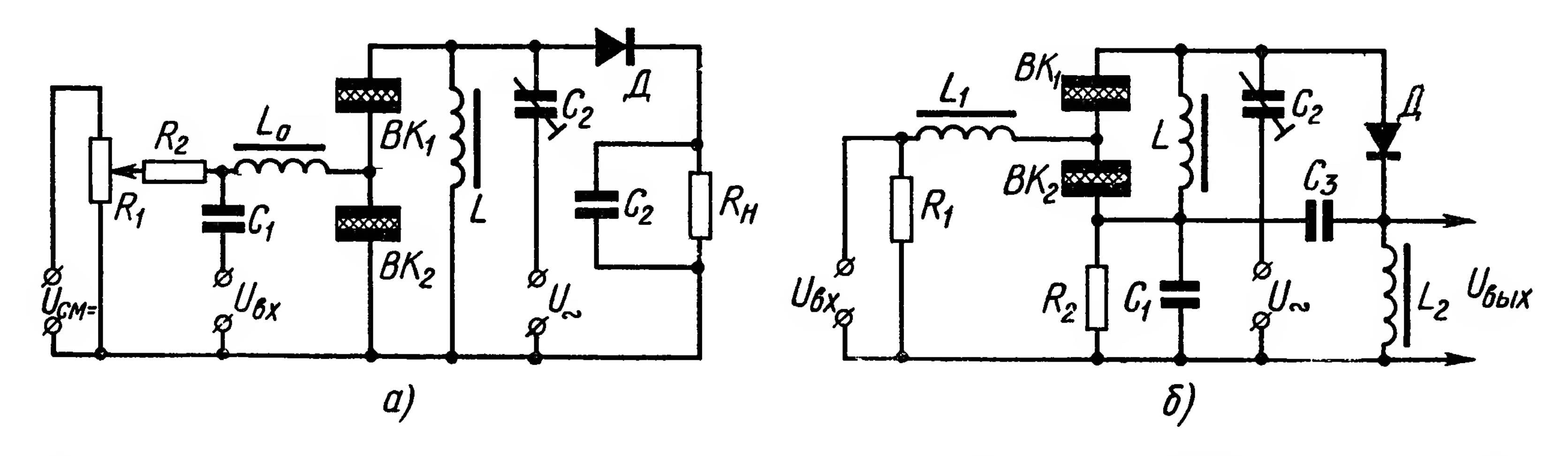


Рис. III.50. Принципиальные электрические схемы резонансных диэлектрических усилителей:

а — с источником смещения; *б* — без источника смещения

Пример схемы такого усилителя показан на рис. III.50, *а*. В колебательном контуре, составленном из подстроечного конденсатора C_2 и индуктивности L, зашунтированной двумя варикондами $ВК_1$ и $ВК_2$, создается последовательный резонанс. Это позволяет при сравнительно малом напряжении питания $U_{\sim}$ получить относительно большое напряжение на варикондах. Коэффициент усиления схемы зависит от соотношения частот и уровней напряжений питания и входного сигнала, добротности контура и крутизны характеристики варикондов.

На рис. III.50, *б* изображена принципиальная электрическая схема усилителя, отличающегося от предыдущего тем, что в нем отсутствует отдельный источник смещения. Напряжение смещения здесь создается за счет введения отрицательной обратной связи по току. Такие усилители называют усилителями с внутренней поляризацией. Разделение выхода усилителя на две цепи (постоянного тока на резисторе R_2 и переменного тока на дросселе L_2) позволяет подать через резистор R_1 смещение на вариконды. Отрицательная обратная связь, кроме того, стабилизирует режим работы усилителя.

11. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Аналитический метод расчета диэлектрического усилителя представляет большие трудности, так как связан с необходимостью совместного решения уравнений, описывающих явления в электрической цепи и в нелинейном диэлектрике. Значительно проще это выполнить графо-аналитическим методом, при котором для описания процессов в электрической цепи используются аналитические выражения, а нелинейные свойства диэлектриков представляются семейством характеристик.

Перед проведением расчета целесообразно сделать ряд допущений:

вариконды выбраны и их статические характеристики известны;

величина питающего напряжения $U_{\sim}$ задана;

параметры нагрузки заданы;

максимальная частота входного сигнала значительно ниже частоты источника питания;

диэлектрическими потерями и утечкой варикондов можно пренебречь;

ток и напряжение синусоидальны.

При соблюдении этих условий можно считать, что сопротивление блокирующего дросселя L_0 (см. рис. III.48, *б*) для входной цепи равно нулю, выходной цепи — бесконечности, а сопротивление блокирующего конденсатора C_0 равно нулю для выходной цепи и бесконечно для входной. Входное напряжение может рассматриваться как напряжение постоянного тока.

Свойства диэлектрика могут быть представлены семейством кривых одновременного воздействия на него полей переменного и постоянного тока. Для эффективного значения выходного тока справедливо следующее выражение:

$$I_{вых} = k_1 f D_{\sim} S = m D_{\sim}, \qquad (III.86)$$

где k_1 — коэффициент;

f — частота источника питания;

D — электрическая индукция;

S — поверхность одной обкладки вариконда;

m — масштаб по оси ординат.

Напряжение на вариконде

$$U_в = k_2 \int_0^h E_\sim dh = k_2 E_\sim h = nE_\sim, \qquad (III.87)$$

где k_2 — коэффициент;

h — расстояние между обкладками;

n — масштаб по оси абсцисс.

Аналогичным образом осуществляется переход от напряженностей постоянного тока к входным напряжениям. В результате будет получено семейство характеристик $I_{вых} = \varphi(U_{вх};\ U_в)$.

Для электрической цепи нагрузки в предположении, что она является чисто активной, т. е. $Z_н = R_н$, справедливо

$$U_в^2 + I_{вых}^2 R_н^2 = U_\sim^2, \qquad (III.88)$$

где $U_\sim$ — напряжение источника питания.

При коротком замыкании, которое соответствует нулевому значению емкостного сопротивления вариконда $R_в = 0$, все напряжение источника падает на нагрузке, поэтому

$$I_{кз}^2 R_н = U_\sim^2. \qquad (III.89)$$

Из соотношений (III.88) и (III.89) можно получить

$$\frac{U_в^2}{U_\sim^2} + \frac{I_{вых}^2}{I_{кз}^2} = 1. \qquad (III.90)$$

Это — уравнение эллипса с полуосями $U_\sim$ и $I_{кз}$, с центром в начале координат и текущими координатами кривой $U_в$ и $I_{вых}$.

После построения эллипса необходимо проанализировать, насколько полно используется диэлектрик. Чем меньше кривых семейства оказывается на площади, охватываемой эллипсом, тем меньше коэффициент использования. Поэтому целесообразно эллипсом задаваться, выбирая максимальные значения $E_{\sim max}$ и $D_{\sim max}$, а следовательно, и $U_\sim$, исходя из полного использования материала диэлектрика. Величина $D_{\sim max}$ берется такой, чтобы эллипс проходил на начале загиба кривой, соответствующей $U_{вх} = 0$, а величина $E_{\sim max}$ такой, чтобы эллипс захватывал только начальный криволинейный участок кривой максимально допустимого входного напряжения $U_{вх} = U_{вх\ max}$.

Если задана мощность активной нагрузки усилителя $P_{н\ max}$, то необходимый объем диэлектрика может быть найден по формуле

$$V = Sh = \frac{P_{н\ max}}{k_1 k_2 f E_{\sim max} D_{\sim max}}, \qquad (III.91)$$

где $E_{\sim max}$ — напряженность поля при максимальном входном сигнале;

$D_{\sim max}$ — электрическая индукция (смещение) при отсутствии входного сигнала.

Определение объема по формуле (III.91) следует рассматривать только как предварительное. Необходимо при этом строго учиты-

вать электрическую прочность и температурную стабильность диэлектрика, увеличение тангенса угла потерь и, следовательно, уменьшение добротности усилителя при увеличении амплитуды питающего напряжения. Для более точного вычисления объема диэлектрика можно использовать методику, приведенную в работе [14].

Совместное решение уравнений (III.87) и (III.90) осуществляется графически в общих осях координат (рис. III.51). Точки пересечения эллипса с кривыми семейства $I_{вых} = \varphi\ (U_{вх};\ U_{в})$ дают искомую зависимость $I_{вых} = \psi\ (U_{вх})$ или $U_{вых} = F\ (U_{вх})$, так как $U_{вых} = I_{вых}R_{н}$.

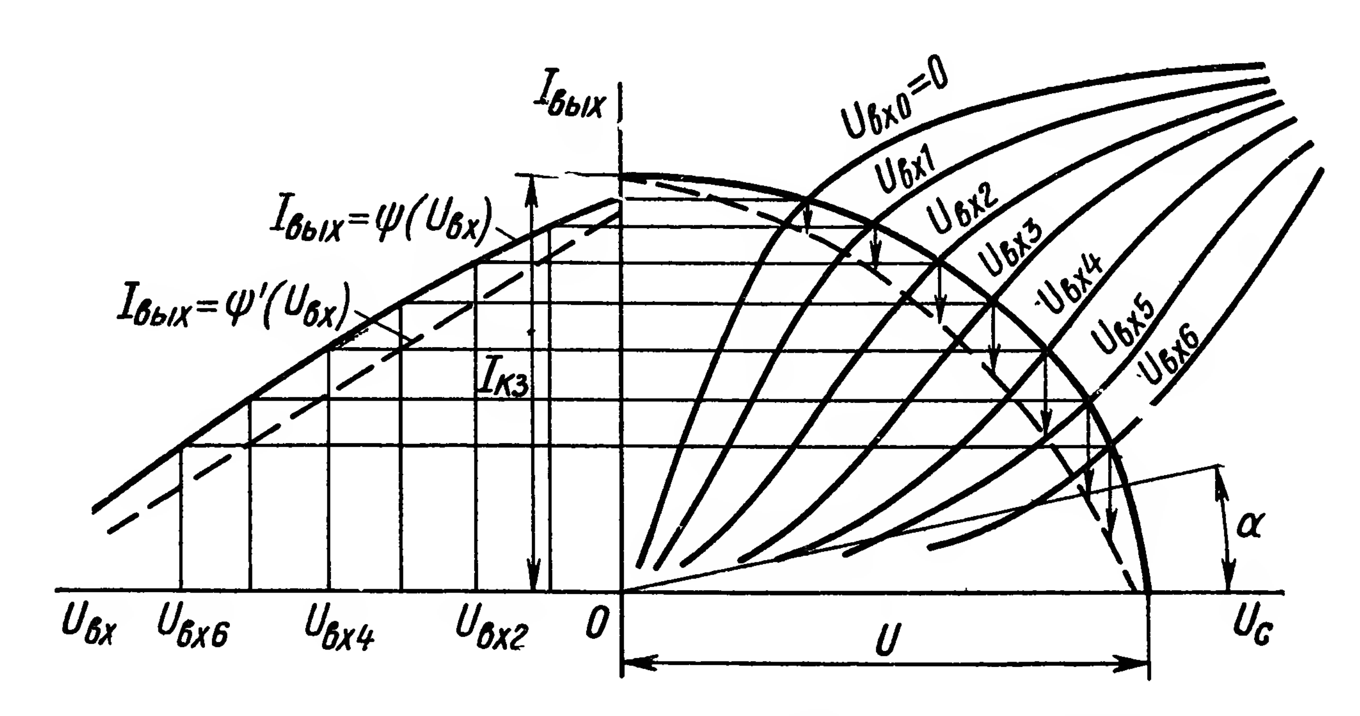


Рис. III.51. Построение статической характеристики диэлектрического усилителя

Далее, если необходимо учесть влияние блокирующего конденсатора C_0, из начала координат под углом $\alpha = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C_0}$ проводится прямая. Из ординат эллипса вычитаются ординаты этой прямой, а по кривой деформированного эллипса находится зависимость $I_{вых} = \psi'\ (U_{вх})$, учитывающая потери на блокирующем конденсаторе (штриховая линия на рис. III.51).

Выражение для статической характеристики диэлектрического усилителя, найденное аналитическим путем методом спрямления вольт-амперных характеристик при отсутствии источника смещения и чисто активной нагрузке, имеет вид

$$U_{вых} = R_{н} \frac{-X_i\,(U_0 + k\,|U_{вх}|) + \sqrt{(R_{н}^2 + X_i^2)\,U_{\sim}^2 - R_{н}^2\,(U_0 + k\,|U_{вх}|)^2}}{R_{н}^2 + X_i^2}, \qquad (III.92)$$

где $|\,U_{вх}\,|$ — модуль входного напряжения (в отличие от электронных ламп изменение полярности входного сигнала на вариконд не влияет);

$k = \frac{\Delta U_{в}}{\Delta U_{вх}}$ — дифференциальный коэффициент усиления (при $I_{в} = \text{const}$) ненагруженного вариконда;

$X_i = \frac{\Delta U_в}{\Delta i_в} = \operatorname{ctg} \beta$ — внутреннее дифференциальное сопротивление вариконда (при $U_{вх} = \text{const}$), аналогичное внутреннему сопротивлению лампы R_i, но имеющее реактивный характер;

U_0 — отрезок, отсекаемый на оси спрямленной характеристикой, соответствующей $U_{вх} = 0$.

Для более общего случая нагрузки $Z_н = R_н \pm jX_н$ (знак «+» при индуктивном характере нагрузки, знак «—» при емкостном) и при наличии во входной цепи источника смещения $U_{см}$ выражение (III.92) приобретает вид

$$U_{вых} = \sqrt{R_н^2 + X_н^2}\,\frac{(X_н - X_i) \times (U_0 + k\,|U_{см} \pm U_{вх}|) + \sqrt{[R_н^2 + (X_н - X_i)^2]\,U_{\sim}^2 - R_н^2\,(U_0 + k\,|U_{см} \pm U_{вх}|)^2}}{R_н^2 + (X_н - X_i)^2}. \qquad \text{(III.93)}$$

Оптимальное значение сопротивления нагрузки диэлектрического усилителя определяется иначе, чем для усилителей ламповых и транзисторных, так как нагрузка снижает не только уровень выходного напряжения, но и глубину модуляции, зависящей от добротности. Расчетным путем, подтвержденным экспериментом, установлено, что оптимальное соотношение между активными сопротивлениями нагрузки и выхода усилителя соответствует трем.

Коэффициент усиления по мощности можно найти, пользуясь выражением

$$K_P = \frac{U_m^2 R_н R_{вх}}{4 Z_н^2 U_{вх\,max}^2}, \qquad \text{(III.94)}$$

где U_m — амплитудное значение питающего напряжения; $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя, практически равное сопротивлению утечки вариконда на постоянном токе.

При активном сопротивлении нагрузки, с учетом принятых выше допущений $Z_н = R_н$ и $U_{вх\,max} = U_m/\pi$. Поэтому

$$K_P = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{R_{вх}}{R_н}. \qquad \text{(III.95)}$$

Входное сопротивление диэлектрических усилителей по постоянному току значительно и достигает 10^{12}—10^{13} Ом. Это существенно усложняет согласование датчиков с ними, но позволяет получить большой коэффициент усиления по мощности. К. п. д. диэлектрических усилителей достигает 0,9—0,95.

Частотные свойства диэлектрического усилителя могут быть описаны апериодическим звеном. Постоянная времени звена достаточно велика и достигает нескольких десятков миллисекунд. Замена блокирующего дросселя, являющегося основной причиной инер-

ционности, на резисторы (см., например, рис. III.49) повышает быстродействие мало, так как сопротивление резисторов должно быть велико.

Фазовый сдвиг выходного сигнала диэлектрического усилителя зависит от полярности напряжения смещения, полярности выпрямителя, используемого для детектирования модулированного напряжения питания, а в резонансном усилителе еще и от соотношения между частотой питающего напряжения и резонансной частотой колебательного контура. Особенностью диэлектрических усилителей является то, что емкостный характер управляемого сопротивления дает опережающий фазовый сдвиг тока. Это позволяет удачно сочетать их с индуктивной нагрузкой. Охватывание положительной обратной связью диэлектрического усилителя, так же как и в магнитном усилителе, позволяет повысить коэффициент усиления, получить релейный или генераторный режим его работы. Внутренние отрицательные обратные связи стабилизируют работу усилителя. В целом любая обратная связь изменяет его статические и динамические параметры. Способы введения обратных связей здесь такие же, как и в магнитных усилителях, поэтому на них останавливаться не будем.

Коэффициент усиления однотактного усилителя, содержащего обратную связь, определяется по формуле

$$k_{\text{ос}U} = \frac{k_U}{1 \mp k_{\text{ос}}}, \qquad (\text{III.96})$$

т. е. при положительной обратной связи $k_{\text{ос}U}$ в $\frac{1}{1-k_{\text{ос}}}$ раз больше, чем коэффициент k_U у усилителя без обратной связи.

Величина напряжения на выходе усилителя с обратной связью (с учетом неидеальности характеристик сегнетоконденсаторов) может быть найдена из аналитического соотношения

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{хх}} + 2\sigma U_{\text{вх}}}{1 \mp \sigma k_{\text{ос}}}, \qquad (\text{III.97})$$

где $\sigma = \frac{\omega C_{\text{в0}} R_{\text{н}} - 1}{\omega C_{\text{в0}} R_{\text{н}} + 1}$, а $C_{\text{в0}}$ — начальная емкость вариконда.

Диэлектрический усилитель можно аппроксимировать апериодическим звеном. Положительная обратная связь увеличивает постоянную времени усилителя $\tau_{\text{у}}$, т. е.

$$\tau_{\text{у ос}} \approx \frac{\tau_{\text{у}} + \tau_{\text{д}}}{1 - k_{\text{ос}}}, \qquad (\text{III.98})$$

где $\tau_{\text{д}}$ — постоянная времени детектора (в большинстве случаев ею можно пренебречь).

По сравнению с транзисторными усилителями диэлектрические усилители имеют значительно более низкий уровень шумов.

Стабильность работы диэлектрического усилителя может быть достигнута различными путями. Наиболее простым из них, пригодным при небольшом диапазоне изменения температуры окружающей

среды, является параллельное соединение двух варикондов с различными значениями точек Кюри — у одного ниже, а у другого выше рабочей температуры. При больших колебаниях температуры целесообразно, например, термостатировать усилитель при некоторой рабочей температуре, превышающей наибольшее возможное значение температуры среды.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Андрющенко В. А., Ломов В. С.** Электронные и полупроводниковые устройства следящего привода. Под ред. В. С. Ломова. М., «Машиностроение», 1967, 464 с.

2. **Балашов М. А., Елагин Е. Б., Конев Ю. И., Решетников Е. М., Удалов Н. П., Ушаков Н. Н.** Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления. Под ред. Е. М Решетникова. М., «Машиностроение», 1966, 444 с.

3. **Беркович Е. И. и др.** Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. М., «Энергия», 1967, с. 219—266.

4. **Букреев С. С.** Транзисторные усилители низкой частоты с обратной связью. М., «Советское радио», 1972, 184 с.

5. **Виноградов Ю. В.** Основы электронной и полупроводниковой техники. М., «Энергия», 1972, 535 с.

6. **Глазенко Т. А.** Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. М., «Энергия», 1965, 188 с.

7. **Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Н. Голоньяк, фон Застров Э.** Управляемые полупроводниковые вентили. Пер. с англ. Под ред. В. М. Тучкевича М., «Мир», 1967, 455 с.

8. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные усилители постоянного тока. М.—Л., «Энергия», 1964, 95 с.

9. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Электроприводы с полупроводниковым управлением. Тиристорные усилители в схемах электропривода. М--Л., «Энергия», 1966, 112 с.

10. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. М., «Энергия», 1968, 110 с.

11. **Каган В. Г., Кочубиевский Ф. Д., Шугрин В. М.** Нелинейные системы с тиристорами. М., «Энергия», 1968, с. 49—70.

12. **Марков Б. А., Чичерин Н. И.** Тиристорные судовые усилительно-преобразовательные устройства. Л., «Судостроение», 1967, 260 с.

13. **Найдис В. А., Лебедев А. М., Орлова Р. Т., Юферов В. Ф.** Системы постоянного тока на тиристорах. М., «Энергия», 1966, с. 6—46.

14. **Плужников В. М.** Диэлектрические усилители. М., «Энергия», 1969, 320 с.

15. Транзисторные схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. Под ред. Конева Ю. И. М., «Советское радио», 1967, 282 с.

16. **Шипилло В. П., Булатов О. Г.** Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями. М.—Л., «Энергия», 1966, 144 с.

17. Электронная техника в автоматике. Сб. статей. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 1. М., «Советское радио», 1969, 232 с.

18. Электронная техника в автоматике. Сб. статей. Под ред. Ю. И. Конева Вып. 2. М., «Советское радио», 1971, 184 с.

19. Электронная техника в автоматике. Сб. статей. Под ред. Ю. И. Конева. Вып. 3. М., «Советское радио», 1972, 184 с.

ГЛАВА IV

КВАНТОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ

В настоящее время все более широкое применение в САР находят квантовые усилители и генераторы. Квантовый усилитель представляет собой устройство, усиливающее электромагнитные волны за счет индуцированного излучения в среде с отрицательной температурой. Квантовый генератор — это источник монохроматического электромагнитного излучения, работа которого основана на использовании индуцированного излучения электромагнитных волн квантовыми системами.

В отличие от обычных электронных усилителей и генераторов, основанных на принципах классической электроники, в квантовых усилителях и генераторах используются эффекты взаимодействия электромагнитных волн с веществом, сопровождающиеся изменением внутренней энергии атомов, молекул, ионов.

Первый молекулярный генератор когерентного излучения в микроволновом диапазоне на основе использования индуцированных переходов в квантовых системах был создан советскими физиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым в 1954 г. [1].

Дальнейшее развитие возникшей новой области физики — квантовой радиофизики — привело к созданию парамагнитных квантовых усилителей сантиметрового и дециметрового диапазонов, генераторов частоты высокой стабильности на молекулярных и атомных пучках, нашедших широкое применение в технике.

Особенно важным достижением, послужившим новым толчком в развитии квантовой радиофизики, явилось создание в 1960 г. квантовых генераторов оптического и инфракрасного диапазонов, использующих в качестве активного вещества твердые тела (кристаллы) и газы.

Принципиально новые возможности открылись в 1962 г. после создания полупроводниковых квантовых генераторов. Полупроводниковые квантовые генераторы оптического диапазона преобразуют энергию электрического тока в когерентное излучение с коэффициентом полезного действия, близким к 100%. Они имеют небольшие габаритные размеры и массу.

Большой интерес представляют оптические квантовые усилители слабых сигналов. Оптические квантовые усилители играют важную роль как приемники оптических когерентных сигналов, несущих информацию.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ КВАНТОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ

Квантовые усилители и генераторы классифицируют по диапазону работы и по используемому активному веществу.

В зависимости от диапазона работы квантовые усилители и генераторы подразделяются на две группы: 1) квантовые усилители и генераторы радиодиапазона; 2) квантовые усилители и генераторы оптического и инфракрасного диапазона электромагнитных волн *.

Как будет показано далее, между этими двумя типами квантовых усилителей и генераторов имеются и принципиальные конструктивные различия.

По типу активного вещества квантовые усилители и генераторы радиодиапазона подразделяются на:

1) молекулярные генераторы, в которых усиление, самовозбуждение и поддержание режима генерации происходит за счет энергии поступающих в резонатор активных частиц (молекул, атомов);

2) парамагнитные квантовые усилители, использующие для усиления индуцированные переходы между уровнями парамагнитных ионов. Активное вещество является твердым телом — парамагнитными кристаллами.

Оптические и инфракрасные квантовые генераторы и усилители делятся на четыре группы:

квантовые усилители и генераторы на твердом теле;
газовые квантовые усилители и генераторы;
полупроводниковые квантовые генераторы;
жидкостные квантовые генераторы.

В квантовых усилителях и генераторах оптического и инфракрасного диапазонов используются оптические уровни примесных ионов в парамагнитных и диамагнитных кристаллах.

Для выяснения физической сущности явлений, лежащих в основе построения квантовых усилителей и генераторов, необходимо коротко остановиться на процессе взаимодействия электромагнитных волн с веществом.

При прохождении электромагнитной энергии через вещество электромагнитные волны могут взаимодействовать с молекулами, атомами и ионами. Поскольку внутренняя энергия частиц (молекул, атомов, ионов) квантована, обмен энергией между полем и части-

---

* В иностранной технической литературе вместо наименования «квантовый усилитель» или «квантовый генератор» используются наименования «мазер», если устройство работает в радиодиапазоне, и «лазер» или «оптический мазер», если устройство работает в оптическом диапазоне.

цами может происходить только дискретными порциями. Под действием электромагнитного поля возможно как увеличение, так и уменьшение внутренней энергии частиц.

Состояние системы частиц (атомов и молекул) можно характеризовать с помощью системы дискретных уровней энергии (E_1, E_2, E_3 ...) (рис. IV.1). Число частиц, находящихся на данном уровне, называется населенностью уровня. Если число частиц, имеющих энергию E_1, E_2, ..., будет соответственно N_1, N_2, ..., то числа N_1, N_2 ... будут населенностями уровней E_1, E_2, ...

При переходе частиц с некоторого уровня с энергией E_2 на уровень с энергией E_1, если $E_2 > E_1$ — излучается, а при $E_2 < E_1$ — поглощается квант электромагнитной энергии, частота ν которого определяется из соотношения

$$E_2 - E_1 = h\nu, \qquad \text{(IV.1)}$$

где h — постоянная Планка, равная $6{,}62 \cdot 10^{-27}$ эрг·с.

Рис. IV.1. Схема уровней энергии частиц

При взаимодействии электромагнитного излучения, частота которого близка к частоте ν, с веществом частицы последнего могут поглощать кванты излучения и переходить в более высокое энергетическое состояние (на уровень с более высокой энергией).

Кроме того, частицы, находящиеся на уровне с более высокой энергией (в возбужденном состоянии), могут переходить на более низкий уровень с испусканием кванта электромагнитного излучения. Если частица находится в возбужденном состоянии, переход с верхнего уровня на нижний возможен как при действии электромагнитного поля, так и без действия последнего. В первом случае происходит так называемый индуцированный (вынужденный) переход на нижний энергетический уровень, во втором — спонтанный переход на нижний энергетический уровень, связанный с взаимодействием с нулевыми колебаниями электромагнитного поля *. Обычно частицы имеют большое число уровней энергии и при переходах с одного уровня на другой испускаются кванты различной частоты.

При отсутствии электромагнитного поля в условиях термодинамического равновесия устанавливается такое распределение частиц по энергиям, при котором населенности уровней определяются соотношением Больцмана:

$$N_2/N_1 = \mathrm{e}^{\frac{-(E_2 - E_1)}{kT}}, \qquad \text{(IV.2)}$$

где k — постоянная Больцмана и T — абсолютная температура.

* Понятия о спонтанном и индуцированном излучении были впервые введены А. Эйнштейном в 1917 г. при рассмотрении задачи о термодинамическом равновесии излучения с веществом.

Из уравнения (IV.2) следует, что на более высоком уровне энергии находится меньше частиц, чем на более низком. Для пары уровней можно определить некоторое свое значение температуры T.

Очевидно, все системы, описываемые уравнением (IV.2), можно разделить на два класса:

1) системы, у которых для двух энергетических уровней имеет место неравенство $N_2 < N_1$, при $E_2 > E_1$;

2) системы, у которых $N_2 > N_1$, при $E_2 > E_1$.

Для первого класса систем эффективная температура, определенная по уравнению (IV.2), будет положительной, в то время как для систем второго класса она будет отрицательной величиной.

Системы, у которых для каких-нибудь двух определенных уровней энергии населенность верхнего уровня выше, чем нижнего, принято называть системами с отрицательной температурой. Вещество, находящееся в состоянии с отрицательной температурой, обладает и отрицательным поглощением. Очевидно, что состояния с отрицательной температурой являются неравновесными и могут быть получены лишь при воздействии внешнего поля.

Системы первого и второго классов по-различному взаимодействуют с электромагнитным излучением. При взаимодействии внешнего электромагнитного поля с системами первого класса будут происходить переходы частиц как с верхнего уровня на нижний, так и с нижнего на верхний, причем вероятности переходов равны. Однако вследствие того, что в равновесном состоянии на верхнем уровне всегда находится меньшее число частиц, чем на нижнем, переходы с нижнего уровня на верхний будут преобладать, т. е. равновесная система будет поглощать кванты электромагнитной энергии, увеличивая таким образом число частиц на верхнем уровне энергии.

При взаимодействии излучения определенной частоты, поляризации и направления распространения с системами второго класса будут происходить индуцированные переходы с верхнего уровня на нижний. Таким образом будет увеличиваться число квантов электромагнитного поля. Поэтому, чтобы система работала как усилитель проходящего через нее электромагнитного излучения, необходимо, чтобы $N_2 - N_1 > 0$, т. е. система должна находиться в состоянии с отрицательной температурой.

Если в системе возможны переходы с частотой ν между несколькими парами уровней, то условие усиления запишется в виде

$$\sum_{i,j} W_{ij}(N_i - N_j) > 0,$$

где W_{ij} — вероятность перехода частицы из состояния i в состояние j с испусканием кванта.

Здесь суммирование производится по всем парам индексов при $E_i - E_j = h\nu$.

Для получения генерации в средах с отрицательной температурой необходимо обеспечить в системе условия автоколебательного

режима, что может быть достигнуто путем введения обратной связи. В этом случае часть энергии возвращается снова в квантовую систему и вызывает индуцированные переходы в последующие моменты времени. Обратная связь в активной среде (веществе) с отрицательной температурой приводит к непрерывному поддержанию в системе колебательного режима.

2. КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ РАДИОДИАПАЗОНА

Квантовые генераторы радиодиапазона. Принцип работы молекулярного генератора основан на возникновении незатухающих колебаний в объемном резонаторе, настроенном на частоту излучения молекул, за счет индуцированного излучения активных молекул. Пучок молекул, находящихся в состоянии с отрицательной температурой, пропускается через объемный резонатор с высокой добротностью (рис. IV.2). Резонатор должен быть настроен на частоту, близкую к частоте перехода молекул с возбужденного уровня на нижний энергетический уровень для данных активных

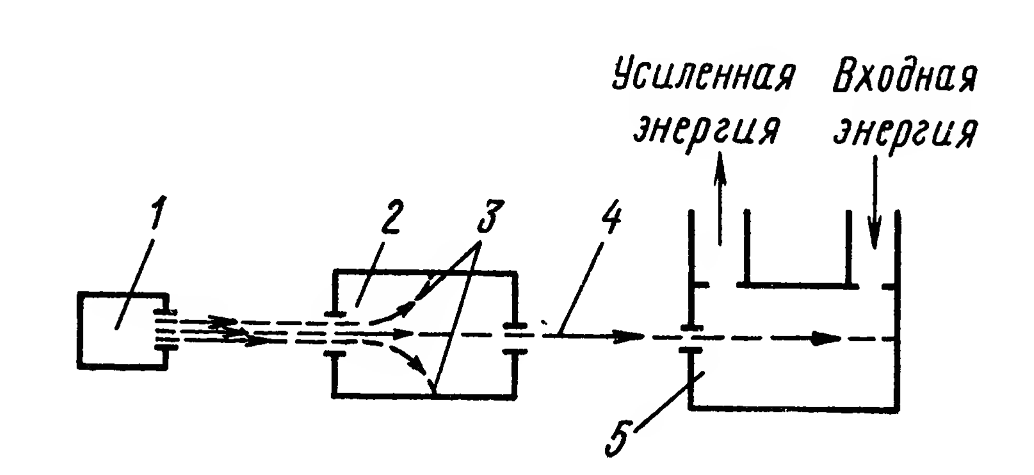


Рис. IV.2. Блок-схема молекулярного генератора на пучке молекул аммиака:

1 — источник молекулярного пучка; *2* — электростатическое сортирующее устройство; *3* — молекулы в симметричных состояниях; *4* — пучок молекул в возбужденном состоянии; *5* — объемный резонатор

молекул. Начало процессу генерации может быть положено за счет теплового излучения резонатора или спонтанного излучения одной из молекул в пучке.

В молекулярном генераторе обратная связь осуществляется через взаимодействие активных молекул, вновь поступающих в резонатор, с полем излучения, созданным другими молекулами.

Если потери энергии в резонаторе будут меньше мощности излучения, испускаемой пучком молекул, то в резонаторе запасается энергия, которая будет поддерживать возникновение незатухающих колебаний. Амплитуда колебаний в резонаторе будет увеличиваться до тех пор, пока не наступит эффект насыщения, играющий в молекулярном генераторе роль нелинейности.

В начальный период генерации состав испускаемых квантов по частоте определяется шириной спектральной линии, а в последующие моменты времени интенсивное излучение молекул будет происходить на частоте колебаний, соответствующей вершине линии. Это приводит к тому, что несмотря на то, что молекулы имеют определенную ширину спектральной линии, степень монохроматичности излучения генератора весьма высока. Ширина линии определяется

главным образом соударениями между молекулами и эффектом Допплера.

Существует несколько способов получения пучков молекул, находящихся в состоянии с отрицательной температурой.

В молекулярных генераторах используется в основном специфический метод получения состояний с отрицательной температурой, применимый только к газам. Населенность молекул в пучке газа инвертируется вне объемного резонатора генератора, т. е. вне резонатора производится сортировка молекул по состояниям. В резонатор поступают уже молекулы, находящиеся в возбужденном состоянии, здесь они взаимодействуют с полем излучения и затем выводятся из него. При поддержании непрерывного потока молекул через резонатор осуществляется непрерывная генерация.

Для сортировки молекул газа по состояниям в молекулярном генераторе используется метод отклонения молекулярных пучков в магнитном или электрическом поле (явления Зеемана или Штарка) в зависимости от природы разделяемых уровней.

Важнейшей задачей, возникающей при разработке молекулярных генераторов, является выбор активных молекул и нахождение путей их сортировки по состояниям [8]. В качестве активного вещества в генераторах используются аммиак, водород, формальдегид $C^{12}H_2O^{16}$, синильная кислота HCN, пары рубидия. В большинстве приборов используется аммиак, поскольку интенсивные спектральные линии его лежат в удобном для работы сантиметровом диапазоне длин волн.

Конструктивно молекулярный генератор состоит из трех основных частей: источника молекулярного пучка, устройства для сортировки молекул и объемного резонатора.

Все устройство помещается в металлический корпус, внутри которого поддерживается высокий вакуум ($\sim 10^{-6}$ мм рт. ст.).

Для сортировки частиц в генераторе на аммиаке пучок молекул пропускается через квадрупольный конденсатор (используются шести- или восьмипольные конденсаторы). Неоднородное электрическое поле, создаваемое таким конденсатором, фокусирует молекулы, находящиеся на верхнем уровне энергии, и дефокусирует молекулы, находящиеся на нижнем уровне. После прохождения через конденсатор пучок состоит преимущественно из молекул, находящихся на верхнем уровне энергии. В генераторе на пучке атомов водорода для сортировки используется шестиполюсный магнит.

Ширина спектральных линий, используемых в молекулярных генераторах, составляет 1,5—7 кГц. Время работы генератора ограничивается временем испарения жидкого азота, применяемого для охлаждения.

Мощность, излучаемая молекулярным генератором с молекулами аммиака, составляет 10^{-9}—10^{-10} Вт. Относительное изменение частоты двух генераторов за 1 с составляет 10^{-14} и за время в несколько часов 10^{-10}—10^{-12}.

Частота генерации молекулярного генератора определяется: собственной частотой и добротностью объемного резонатора, интенсивностью молекулярного пучка, шириной и формой спектральной линии. Ширина спектральной линии состоит из естественной и доплеровской, а также зависит от уширения, связанного с конечным временем взаимодействия молекул с полем излучения.

Наибольшее влияние на частоту генерации оказывает собственная частота объемного резонатора. Стабильность частоты генератора может быть повышена за счет улучшения конструкции генератора, а также получения пучков медленных молекул (т. е. молекул со скоростями, значительно меньшими средней тепловой скорости при обычных температурах).

Генератор на пучке атомов водорода работает на частоте $\nu_0 = 1420,405$ МГц.

Частота перехода определяется по формуле

$$\nu = \nu_0 + 2750H^2,$$

где H — напряженность магнитного поля (в эрстедах).

Мощность, излучаемая генератором, составляла 10^{-14} Вт при отношении сигнал/шум равном 20.

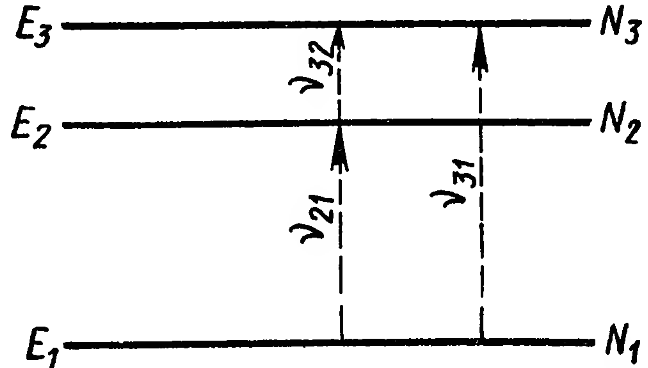


Рис. IV. 3. Уровни энергии парамагнитного рабочего вещества трехуровневого усилителя

Квантовые усилители радиодиапазона. Одним из наиболее эффективных достижений квантовой радиофизики является создание квантовых парамагнитных усилителей, позволивших резко повысить чувствительность радиоприемных устройств [4—6, 9].

Действие парамагнитных усилителей и генераторов основано на использовании явления парамагнитного резонанса в твердых телах. Отличительной особенностью парамагнитных усилителей является их высокая чувствительность, предельно низкие шумы, возможность перестройки их рабочего диапазона длин волн в широких пределах и большая полоса пропускания.

Для усиления сигналов в радиодиапазоне (сантиметровом и дециметровом участках) в непрерывном режиме наибольшее распространение получили трехуровневые парамагнитные квантовые усилители. Для получения состояния с отрицательной температурой в этих усилителях используется метод вспомогательного высокочастотного поля. Пусть частицы имеют три спиновых уровня (рис. IV.3). В состоянии термодинамического равновесия наибольшей населенностью обладает наинизший уровень.

Для инверсии населенностей уровней E_3 и E_1 используется вспомогательное электромагнитное излучение частоты ν_{13} (частота подсветки). Мощность этого излучения выбирается такой, чтобы достигалось насыщение, т. е. чтобы населенности уровней E_3 и E_1 были приблизительно равными ($N_3 \approx N_1$). Тогда можно получить избыток частиц на уровне E_3 по отношению к уровню E_2 ($N_3 > N_2$) или на уровне E_2 по отношению к E_1 ($N_2 > N_1$).

В первом случае возможно создание усилителя сигналов частоты ν_{32}, во втором — частоты ν_{21}.

Условие возбуждения трехуровневого усилителя (условие индуцированного излучения на частоте ν_{32}) имеет вид

$$A_{21}\nu_{21} > A_{32}\nu_{32}, \tag{IV.3}$$

причем $A_{12} = A_{21}e^{-h\nu_{21}/kT}$; $A_{23} = A_{32}e^{-h\nu_{32}/kT}$ — вероятности перехода между спиновыми уровнями E_1, E_2, E_3 под влиянием колебаний решетки.

Если имеет место обратное неравенство, индуцированное излучение будет происходить на частоте ν_{21}.

Мощность, излучаемая парамагнитным веществом, определяется следующим уравнением:

$$P_{\text{изл}} = \frac{Nh^2\nu_{32}}{3kT} \cdot \frac{(A_{21}\nu_{21} - A_{32}\nu_{32})\, W_{32}}{A_{23} + A_{21} + W_{32}}, \tag{IV.4}$$

где W_{32} — вероятность перехода между уровнями E_3 и E_2.

Рассмотрим случай усиления слабого сигнала на частоте ν_{32}, когда $W_{32} \leqslant A_{23} + A_{31}$ и не имеется насыщения этого перехода. Усилитель можно охарактеризовать с помощью магнитной добротности, связанной с «магнитными» потерями:

$$-\frac{1}{Q_{\text{м}}} = \frac{4P_{\text{изл}}}{\nu_{23}\overline{H^2}(\nu_{32})\, V_{\text{р}}}, \tag{IV.5}$$

где $V_{\text{р}}$ — объем резонатора; $\overline{H}^2$ — среднее значение осциллирующего магнитного поля H^2 внутри резонатора, настроенного на частоту подсветки. При $P_{\text{изл}} > 0$ значение $Q_{\text{м}}$ отрицательно, т. е. при наличии индуцированного излучения $Q_{\text{м}} \leqslant 0$.

Если добротность резонатора $Q_{\text{р}}$ и потери энергии, обусловленные связью с внешним волноводом, описываются величиной внешней добротности $Q_{\text{в}}$, коэффициент стоячей волны в подводящей линии при резонансе будет

$$\beta = \frac{Q_{\text{в}}}{Q_{\text{р}}} + \frac{Q_{\text{в}}}{Q_{\text{м}}}. \tag{IV.6}$$

Отношение мощностей отраженной и падающей волн будет

$$\frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{п}}} = \frac{(1-\beta)^2}{(1+\beta)^2}. \tag{IV.7}$$

Если β отрицательно, т. е. $-\frac{1}{Q_{\text{м}}} > \frac{1}{Q_{\text{р}}}$, происходит усиление. При выполнении неравенства

$$-\frac{1}{Q_{\text{м}}} > \frac{1}{Q_{\text{р}}} + \frac{1}{Q_{\text{в}}} = \frac{1}{Q_{\text{н}}} \tag{IV.8}$$

происходит генерация; здесь $Q_{\text{н}}$ — добротность нагруженного резонатора.

Таким образом, устройство будет работать как стабильный усилитель, если

$$\frac{1}{Q_р}+\frac{1}{Q_в}>-\frac{1}{Q_м}>\frac{1}{Q_р}. \qquad \text{(IV.9)}$$

При $-Q_м = Q_н$ величина $\beta = -1$ и коэффициент усиления будет равен бесконечности.

Самым простым типом трехуровневого усилителя является усилитель с отражательным резонатором. Блок-схема отражательного усилителя показана на рис. IV.4, *а*. Внутри объемного резонатора помещается парамагнитный кристалл. Для подачи усиливаемого сигнала и его отведения используется одна и та же линия связи.

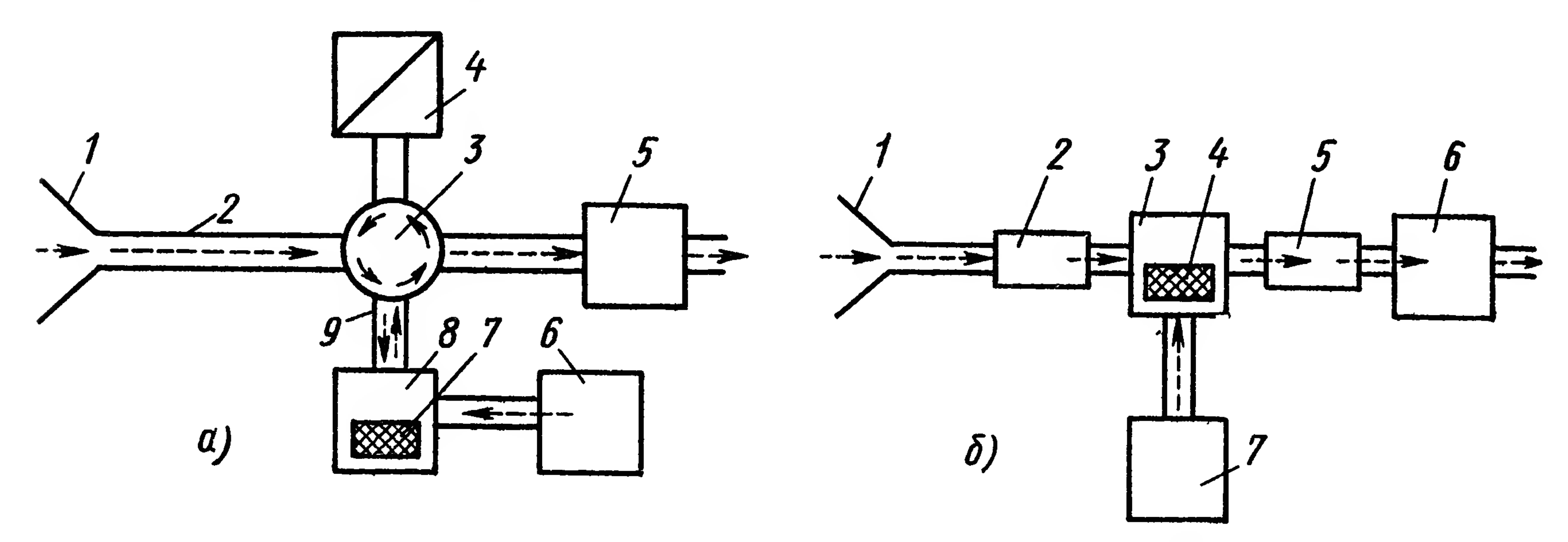


Рис. IV.4. Блок-схемы парамагнитных усилителей:

а — блок-схема отражательного резонаторного парамагнитного усилителя: *1* — антенна; *2* — волновод; *3* — циркулятор; *4* — согласованная нагрузка; *5* — приемник; *6* — генератор подсветки; *7* — парамагнитный кристалл; *8* — резонатор; *9* — входная линия резонатора; *б* — блок-схема проходного резонаторного парамагнитного усилителя: *1* — антенна; *2* и *5* — вентили; *3* — резонатор; *4* — парамагнитный кристалл; *6* — приемник; *7* — генератор подсветки

Падающая и отраженная волны разделяются с помощью ферритового циркулятора. Ферритовый циркулятор играет еще одну важную роль — препятствует попаданию входных шумов в усилитель.

Если источник сигнала согласован с входным волноводом, то коэффициент усиления усилителя равен коэффициенту отражения от резонатора (по мощности).

Коэффициент усиления отражательного резонаторного квантового усилителя определим по формуле

$$G=\frac{\left[\frac{1}{Q_в}-\frac{1}{Q_р}-\frac{1}{Q_м}\right]^2}{\left[\frac{1}{Q_в}+\frac{1}{Q_р}-\frac{1}{Q_м}\right]^2}. \qquad \text{(IV.10)}$$

При большом усилении G ширина полосы будет

$$B=\frac{\left(\frac{1}{Q_в}+\frac{1}{Q_р}-\frac{1}{Q_м}\right)\nu}{1+Q_л/|Q_м|}, \qquad \text{(IV.11)}$$

где $Q_л$ — добротность линии поглощения (внешняя добротность); ν — частота.

В этой формуле не учитывается зависимость $Q_м$ от частоты, поскольку при большом усилении величина B значительно меньше ширины линии перехода на частоте сигнала.

Другим типом трехуровневого усилителя является проходной резонаторный квантовый усилитель. В этом усилителе с резонатором связаны два волновода, один из которых является входным, а второй выходным. Блок-схема проходного резонаторного усилителя приведена на рис. IV.4, *б*.

Для исключения влияния излучений, отраженных от нагрузок, во входном и выходном волноводах обычно располагаются ферритовые изоляторы. Связь объемного резонатора с входным и выходным волноводами можно охарактеризовать добротностями $Q_{св\,вх}$ и $Q_{св\,вых}$.

Добротность нагруженного резонатора

$$\frac{1}{Q_н} = \frac{1}{Q_р} + \frac{1}{Q_{св\,вх}} + \frac{1}{Q_{св\,вых}}. \qquad (IV.12)$$

Максимальное усиление проходного усилителя

$$G = \frac{4/Q_{св\,вх}Q_{св\,вых}}{\left(\frac{1}{Q_{св\,вх}} + \frac{1}{Q_{св\,вых}} + \frac{1}{Q_р} - \frac{1}{Q_м}\right)^2}. \qquad (IV.13)$$

Ширина полосы пропускания

$$B = \frac{\nu\left(\frac{1}{Q_{св\,вх}} + \frac{1}{Q_{св\,вых}} + \frac{1}{Q_р} - \frac{1}{Q_м}\right)}{1 + Q_л/|Q_м|}. \qquad (IV.14)$$

Для проходного, как и для отражательного усилителей при достаточно большом усилении справедливо соотношение

$$B\sqrt{G} = A_ф. \qquad (IV.15)$$

Величина $A_ф$ зависит от физических свойств используемого парамагнитного кристалла, а также от добротности резонатора. Однако для каждой конструкции квантового усилителя $A_ф$ является постоянной величиной. Порядок величины $B\sqrt{G}$ для сантиметрового диапазона длин волн составляет ~230 МГц. При усилении 25 дБ это соответствует полосе ~10 МГц.

Конструктивно квантовый резонаторный усилитель устроен следующим образом (рис. IV.5). Двухчастотный резонатор с парамагнитным кристаллом вместе с подводящими линиями помещается в криостат с жидким гелием. Криостат располагается между полюсами электромагнита, который создает постоянное магнитное поле в активном веществе, а следовательно, и расщепление энергетических уровней парамагнитного иона в кристалле. Генератором подсветки является обычно клистрон. Для обеспечения прохождения волны только в одном направлении между клистроном и резонатором включается ферритовый вентиль. Переменный аттенюатор служит

для регулировки поступающей в резонатор мощности подсветки. Для развязки входных и выходных цепей усилителя служит ферритовый циркулятор. Согласованная нагрузка предназначается для того, чтобы избежать связи выхода усилителя со входом, которая может возникнуть при недостаточном согласовании приемника СВЧ с волноводным трактом. Развязка двух плеч в циркуляторах радиодиапазона составляет 25—30 дБ при прямых потерях 0,5 дБ.

Применение охлаждения рабочего вещества в парамагнитных усилителях связано с тем, что при понижении температуры увеличивается разность населенностей, т. е. достигается бóльший коэффициент инверсии, а также имеют место бóльшие времена спин-решёточной релаксации кристаллов и насыщение излучения подсветки достигается при меньших мощностях. Важным фактором является и то, что при низких температурах значительно меньше уровень шумов. Для получения гелиевых температур в настоящее время используются системы охлаждения с замкнутым циклом.

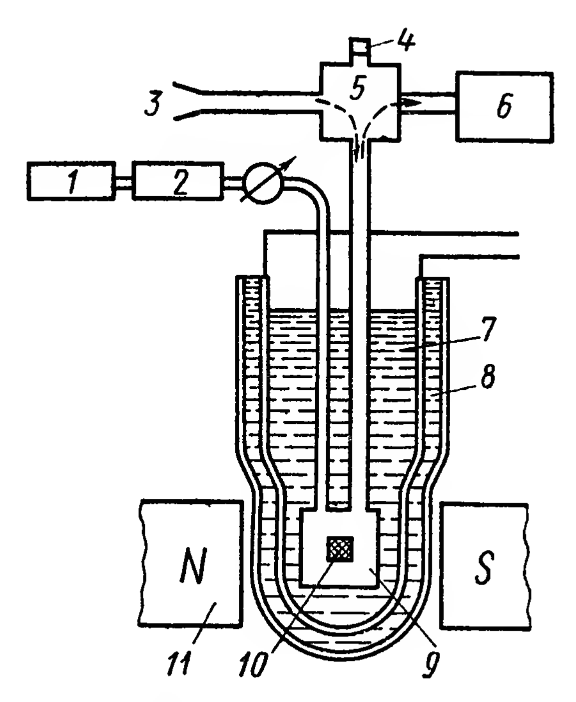


Рис. IV.5. Квантовый резонаторный усилитель:

1 — генератор подсветки; 2 — аттенюатор; 3 — антенна; 4 — согласованная нагрузка; 5 — ферритовый циркулятор; 6 — приемник; 7 — жидкий гелий; 8 — жидкий азот; 9 — резонатор; 10 — парамагнитный кристалл; 11 — электромагнит

Разработаны парамагнитные усилители, работающие при температуре жидкого азота (78 К). При этом величина произведения $B\sqrt{G}$ составляла 14 МГц.

При использовании электромагнитов для получения постоянных магнитных полей масса установок достигает сотен килограммов.

С появлением сверхпроводящих магнитов возникли принципиально новые конструкции парамагнитных усилителей.

Сверхпроводящими материалами, идущими на изготовление таких магнитов, являются Nb_3Sn и NbZr. Nb_3Sn обладает температурой разрушения сверхпроводимости 18,05 К [9]. Напряженности магнитных полей, полученные с помощью таких магнитов, достигают сотен килоэрстед. При использовании сверхпроводящих магнитов квантовый усилитель компактен, не требует постоянного питания и стабилизации магнитного поля.

В качестве активного вещества в усилителях используются парамагнитные кристаллы.

Лучшими среди парамагнитных кристаллов, используемых в усилителях, являются синтетические рубин Al_2O_3 с примесью Cr и рутил TiO_2 с примесью Fe или Cr. Усилители на рубине работают на 3 и 10 см при температурах $1{,}5 \div 2$ К.

Недостатком схем усилителей является то, что они не допускают перестройки усилителя по частоте или значительно затрудняют ее. Кроме того, резонаторные усилители обладают рядом недостатков, связанных с регенеративным характером усиления. Отрицательное

поглощение активного вещества уменьшает потери энергии в резонаторе и сужает полосу пропускания — это явление носит название регенерации резонатора. Ширина полосы пропускания усилителя значительно меньше, чем ширина линии парамагнитного резонанса вещества, которая достигает величины порядка 100 МГц. Поэтому другим путем увеличения ширины полосы пропускания является использование парамагнитных усилителей бегущей волны.

Парамагнитный усилитель бегущей волны представляет собой волновод с расположенным вдоль него активным веществом, по которому распространяются усиливаемое электромагнитное излучение и излучение подсветки. Последняя создает состояние с отрицательной температурой. Поэтому сигнал, распространяясь по волноводу, взаимодействует с парамагнитным кристаллом, вызывает индуцированное излучение, и таким образом происходит усиление сигнала. Расчеты показывают, что для осуществления заметного усиления длина волновода с парамагнитным кристаллом должна быть несколько метров. В связи с этим в разработанных устройствах используются замедляющие волноводные системы, в которых групповая скорость распространения волны значительно замедлена.

Коэффициент усиления парамагнитного усилителя бегущей волны по мощности, выраженный в децибеллах, определяется по формуле

$$G = 27{,}3\,\frac{mn}{|Q_{м}|} - L; \qquad (IV.16)$$

где $m = \frac{c}{v_{гр}}$ — замедление групповой скорости $v_{гр}$ в системе;

$n = \frac{l}{\lambda}$ — длина системы, выраженная в длинах волн в свободном пространстве;

L — общее затухание из-за омических потерь;

$Q_{м}$ — магнитная добротность $[Q_{м} = (4\pi\chi''\xi)^{-1}$;

здесь χ'' — магнитная восприимчивость активного вещества;

ξ — коэффициент заполнения].

При лоренцовой форме спектральной линии ширина полосы пропускания усилителя бегущей волны выражается формулой

$$B = B_{шл}\sqrt{\frac{3}{G-3}}, \qquad (IV.17)$$

где $B_{шл}$ — ширина резонансной линии; G — коэффициент усиления, дБ.

Схема парамагнитного усилителя бегущей волны на рубине приведена на рис. IV.6. В этом усилителе для замедления используется гребенчатая система (рис. IV.7). У основания стержней закреплены парамагнитные кристаллы. Кристалл розового рубина (0,5% Cr) является усиливающим, а кристалл красного рубина (1% Cr) служит в качестве вентиля. Парамагнитный материал располагается в тех местах, где высокочастотное магнитное поле имеет круговую поляризацию.

В волноводе *4* прямая волна, имеющая круговую поляризацию с левым вращением, будет взаимодействовать с усиливающим кристаллом *6* и не будет взаимодействовать с вентилем *8* (красный рубин). Вместо вентиля *8* — кристалла парамагнитного вещества — можно использовать феррит. Обратная волна с противоположным

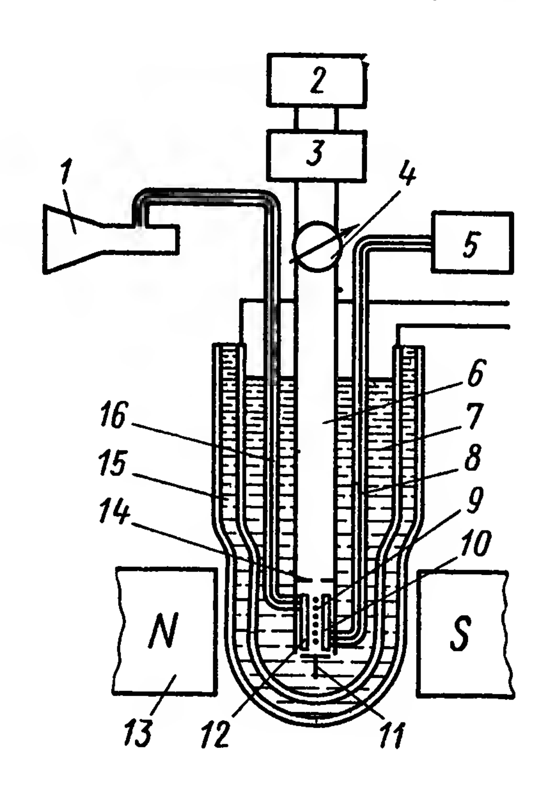


Рис. IV.6. Парамагнитный усилитель бегущей волны:

1 — антенна; *2* — клистронный генератор; *3* — ферритовый вентиль; *4* — переменный аттенюатор; *5* — приемник СВЧ; *6* — волновод вспомогательного излучения; *7* — жидкий гелий; *8* — коаксиальный тракт выходного сигнала; *9* — штыревая замедляющая система; *10* — вентильный кристалл; *11* — согласующий поршень; *12* — усилительный кристалл; *13* — электромагнит; *14* — диафрагма; *15* — жидкий азот; *16* — коаксиальный тракт входного сигнала

направлением поляризации будет взаимодействовать с кристаллом, т. е. поглощаться. Таким образом, усиление осуществляется только в прямом направлении.

В отличие от резонаторного усилителя усилитель бегущей волны не содержит ферритового циркулятора.

Разработаны парамагнитные усилители бегущей волны с усилением 20—30 дБ и полосой пропускания 25 МГц. Усилитель бегущей волны на рутиле при усилении 57 дБ имеет ширину полосы 15 МГц.

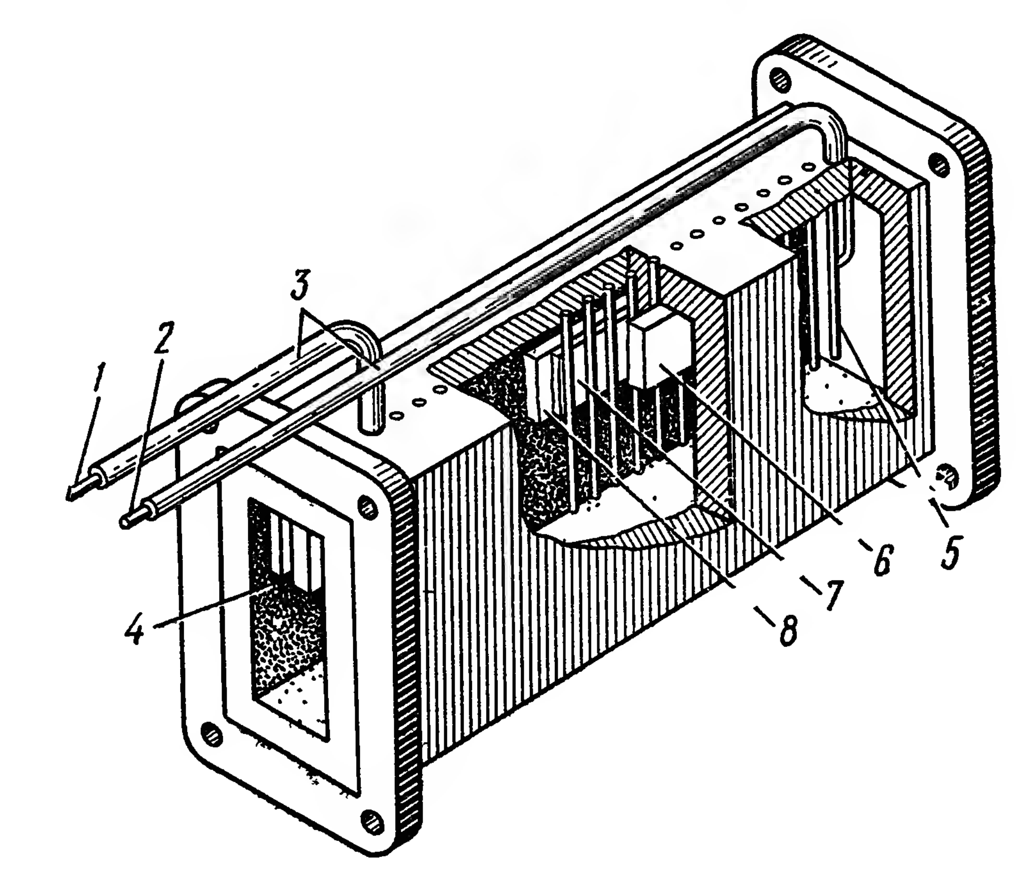


Рис. IV.7. Элемент парамагнитного усилителя бегущей волны:

1 — вход; *2* — выход; *3* — коаксиальные кабели; *4* — волновод подсветки; *5* — штырь связи с кабелем; *6* — рубин с 0,5% Cr; *7* — прокладка из окиси алюминия; *8* — рубин с 1% Cr

Предельная величина сигнала, который может быть зафиксирован парамагнитным усилителем, зависит от уровня собственных шумов усилителя. Поэтому весьма важным параметром квантовых парамагнитных усилителей является уровень их собственных шумов. Шумы усилителей удобно оценивать с помощью коэффициента

шума F. Коэффициент шума F — это отношение полной мощности шумов на входе усилителя к мощности шумов, которая создается при подключении на вход идеального нешумного усилителя активного сопротивления, находящегося при температуре 290 К. Коэффициент шума показывает, во сколько раз реальный усилитель ухудшает отношение сигнала к шуму по сравнению с идеальным усилителем.

Температура шума $T_ш$ связана с коэффициентом шума соотношением

$$T_ш = (F-1)\,T_0, \qquad \text{(IV.18)}$$

где T_0 = 290 К, или

$$F = \frac{T_ш}{T_0} + 1. \qquad \text{(IV.19)}$$

Для пересчета $T_ш$ (в градусах Кельвина) в коэффициент шума (в дБ) служат формулы

$$T_ш = \frac{600F}{9-F}; \quad F = \frac{9T_ш}{600K + T_ш}.$$

Источниками шумов в парамагнитных усилителях являются спонтанное излучение возбужденных частиц и тепловое излучение элементов усилителя.

Температуру шума парамагнитного усилителя бегущей волны можно определить по формуле

$$T_ш \approx \frac{h\nu}{k} \cdot \frac{N_3}{N_3 - N_2} \cdot \frac{\alpha}{\alpha - \beta} + \frac{\beta}{\alpha - \beta} T_э, \qquad \text{(IV.20)}$$

где $\alpha = A\,(N_3 - N_2)$;

N_3 и N_2 — числа частиц на единицу длины системы, находящихся на уровнях E_3 и E_2, образующих переход сигнала;

A — коэффициент пропорциональности;

β — экспоненциальный показатель затухания волны.

Первый член приведенной формулы дает спонтанное излучение, а второй — связан с тепловым излучением элементов, находящихся при температуре $T_э$.

Температура шума резонаторного парамагнитного усилителя

$$T_ш = -T_п\left(1 + \frac{Q_в}{Q_р}\right) + T_{пв}\frac{Q_в}{Q_р}, \qquad \text{(IV.21)}$$

где $T_{пв}$ — температура парамагнитного вещества.

Параметр $T_п$ определяется из формулы

$$\frac{N_3 - N_2}{N_3 + N_2} = \operatorname{th}\left(\frac{h\nu_{32}}{2kT_п}\right). \qquad \text{(IV.22)}$$

Так как квантовые парамагнитные усилители работают, как правило, при температуре жидкого гелия (4,2 К), собственные шумы их весьма незначительны: для резонаторных усилителей температура шума составляет 20—100 К, а для усилителей бегущей волны 15 К. Следует отметить, что температура шума ламп бегущей волны составляет 500—800 К.

3. КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ И УСИЛИТЕЛИ ОПТИЧЕСКОГО И ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНОВ

Квантовый генератор оптического и инфракрасного диапазонов (ОКГ) представляет собой резонатор Фабри-Перо с помещенным в него веществом в состоянии с отрицательной температурой. В зависимости от используемого активного вещества (твердое тело, газ) для получения отрицательных температур применяются различные методы. Если активным веществом является твердое тело, используется метод оптического возбуждения. Обычно в этом случае активное вещество представляет собой кристалл, содержащий примеси люминесцирующих атомов. Ширина спектральной линии должна быть достаточно малой. Помимо высокого выхода люминесценции и возможно большей длительности возбуждения, активное вещество должно иметь хорошие оптические свойства и незначительное поглощение света в области длин генерируемого излучения.

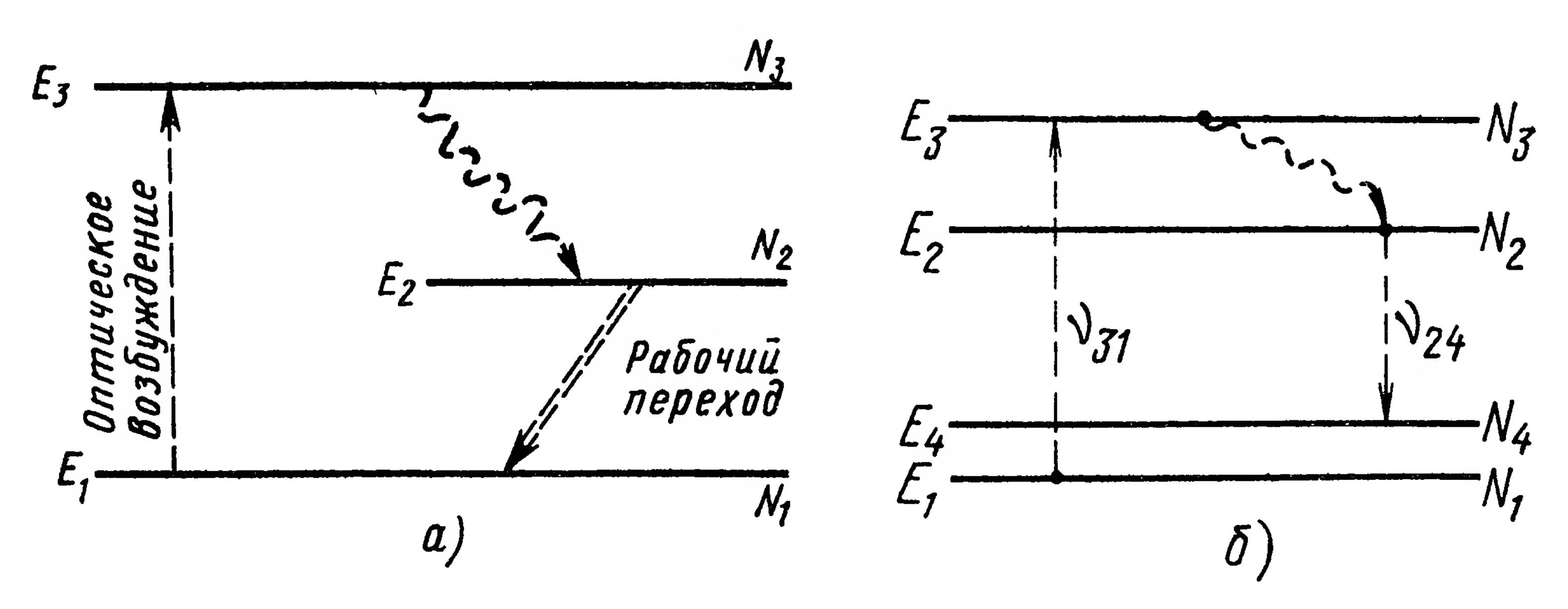


Рис. IV.8. Схема расположения уровней:

а — в трехуровневой системе; *б* — в четырехуровневой системе

Естественно, что вещество должно обладать подходящим числом уровней энергии (иметь, по крайней мере, три или четыре уровня). При оптическом возбуждении в трехуровневой системе (рис. IV.8, *а*), используя вспомогательный некогерентный источник возбуждения, достигают инверсной населенности второго уровня $N_2 > N_1$, превосходящей пороговую величину. При этом мощность подсветки, поглощаемая активным веществом, будет

$$P_{31} = W_{31}(N_1 - N_3) h\nu_{31} V,$$

где V — объем образца;

W_{31} — вероятность перехода частицы с уровня E_3 на уровень E_1.

В четырехуровневой системе (рис. IV.8, *б*) для создания необходимой разности населённостей уровней E_2 и E_4 требуется возбудить значительно меньшее число частиц, чем в трехуровневой системе.

В этом случае

$$W_{31} = \frac{N_2 - N_4}{N} T_{24}^{-1}, \qquad \text{(IV.23)}$$

где N — общее число частиц;

T_{24} — время жизни частиц на уровне.

При равных временах жизни метастабильного состояния четырехуровневая система примерно в $\frac{N_2-N_4}{N}$ раз экономичнее трехуровневой.

Вследствие того, что для подсветки используются источники — лампы, имеющие широкий спектр излучения, рационально иметь вещества с достаточно широким уровнем E_3. Мощности, необходимые для оптического возбуждения, легче всего достигаются при применении импульсных ламп. Поэтому большинство ОКГ на твердом теле работают в импульсном режиме.

Отрицательные температуры в однородном полупроводнике могут быть получены при межзонных переходах методом возбуждения импульсами электрического тока. Другим методом получения

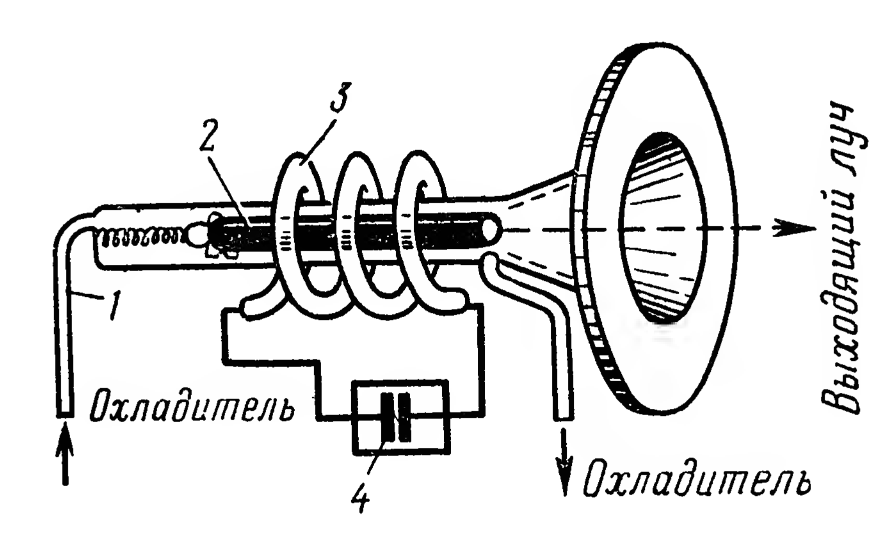


Рис. IV.9. Схема ОКГ на рубине:

1 — трубка охлаждения; *2* — кристалл рубина; *3* — импульсная лампа; *4* — источник питания

состояний с отрицательной температурой является инжекция неравновесных носителей тока через переход вырожденных полупроводников при приложении к образцу внешнего напряжения, создающего ток в p — n переходе в прямом направлении. При таком методе возбуждения не требуются высокие напряженности электрического поля (необходимо всего несколько вольт на 1 см). При этом ОКГ может работать в непрерывном режиме с к. п. д., близким к 100%. Кроме указанных выше методов, отрицательные температуры в полупроводниках можно получать методом оптического возбуждения и возбуждения электрическим пучком.

В настоящее время разработано большое количество ОКГ на твердом теле, газовых, жидкостных и полупроводниковых ОКГ.

Схема ОКГ на рубине приведена на рис. IV.9. Для оптического возбуждения используются полосы поглощения 4700 и 5600 Å, длина волны генерируемого излучения 6943 Å. В качестве активного вещества служат кристаллы, вырезанные в форме цилиндра со строго параллельными отполированными торцами. На торцы наносятся зеркальные слои или используются внешние зеркала. Слой, нанесенный с одной стороны, частично пропускает излучение — выходящий пучок. Возбуждение производится с помощью мощной импульсной ксеноновой лампы, помещенной в специальный кожух с отражающими стенками. Для получения вспышки лампы используется разряд конденсатора емкостью до 1000 мкФ,

заряженного от высоковольтного источника постоянного напряжения (до 5 кВ).

Рубиновый ОКГ потребляет от 100 до нескольких тысяч джоулей энергии за одну вспышку. Порог генерации составляет от 50 Дж до нескольких килоджоулей. Энергия генерации за время одного импульса подсветки составляет от 0,01 до 10 Дж и более. Энергия, генерируемая ОКГ, излучается в пределах небольшого угла, а расходимость луча составляет 0,1—1° (для плоских зеркал) или 5—6° (сферические зеркала).

Кроме ОКГ на рубине, в настоящее время разработаны ОКГ, в которых в качестве оснований используются флюориты CaF_2, SrF_2, BaF_2, стекло, $CaWO_4$ и другие кристаллы, а активных атомов — атомы хрома, лантаноидов, урана [7].

Используя активное вещество обычного ОКГ, излучающего на какой-либо частоте, можно получить генерацию в режиме импульсной добротности путем включения в резонатор регенеративной мощности.

Интенсивные регулируемые импульсы света, названные «гигантскими», получаются в результате того, что в течение оптического возбуждения зеркала закрываются специальным затвором и не происходит генерации. В момент, когда населенность уровня достигает своего максимального значения, затвор мгновенно открывается, происходит скачкообразное улучшение добротности; за очень короткое время нарастает импульс излучения большой мощности. Продолжительность импульса составляет до 12 нс, мощность импульса до 10^{13} Вт.

Наряду с ОКГ на твердом теле широкое распространение получили газовые ОКГ. Они имеют самую высокую монохроматичность и направленность излучения по сравнению с ОКГ на твердом теле и полупроводниковыми ОКГ [3]. Газовые ОКГ позволяют работать с одним типом колебаний, они могут стабильно работать в течение длительного времени. Спектральная область, в которой генерируют газовые ОКГ, простирается от ультрафиолетовой до дальней инфракрасной области (0,76 мм). Недостаток таких ОКГ — низкое к. п. д. Так, к. п. д. современных газовых ОКГ не превышает 0,001.

Кроме инертных газов, в видимой и ближней инфракрасной областях генерируют галогены, бром, йод (как нейтральные атомы, так и ионы первого порядка), а также хлор (ClI и ClII). Получена генерация и созданы ОКГ на CI, CII, CIII; OI, OII, OIII; NI, NII, NIII, NIV; HgI, HgII, HgIII. Эти ОКГ излучают энергию в ультрафиолетовой, видимой и ближней инфракрасной областях.

В последние годы получена генерация на линиях, относящихся к молекулярным переходам. Подобные ОКГ генерируют излучение на линиях, относящихся к колебательно-вращательным полосам CO и CO_2 (область генерации 0,5—10,7 мкм; к. п. д. до 20%). Созданы генераторы на молекулах воды (область генерации 16—120 мкм), D_2O (33—107 мкм), N_2 (0,8—1,2 мкм), NH_4 (21—31 мкм) и N_2O (10,7—11,04 мкм).

Газовые ОКГ работают в непрерывном или импульсном режимах генерации с большой плотностью тока. Выходная мощность некоторых ОКГ в непрерывном режиме достигает более 60 кВт, а работающих в импульсном режиме — миллионов ватт. Рассмотрим принцип работы газового ОКГ на смеси He и Ne, генерирующего в непрерывном режиме. ОКГ состоит из плоскопараллельного интерферометра Фабри-Перо с расстоянием между зеркалами 1 м, содержащего кварцевую трубку длиной 600 мм с внутренним диаметром 15 мм. Плоские зеркала установлены строго параллельно, точность плоскости зеркала составляет 0,01 мкм, угол между зеркалами не более 0,5″, коэффициент отражения 99%. Конструкция ОКГ приведена на рис. IV.10. Разряд в газе возбуждался с помощью

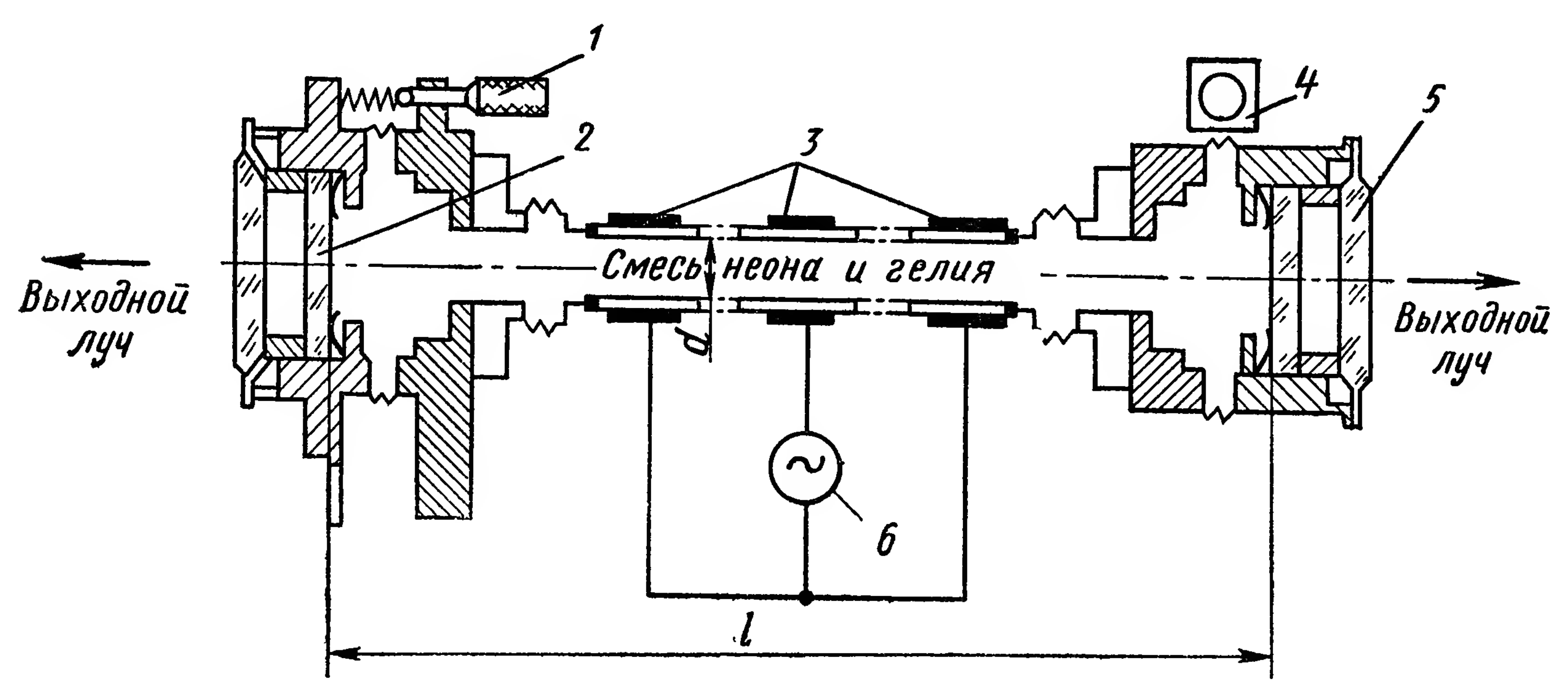


Рис. IV.10. Схема ОКГ на смеси газов неона (Ne) и гелия (He):

1 — винт юстировки вертикального угла; *2* — отражающее зеркало; *3* — электроды; *4* — винт юстировки горизонтального угла; *5* — выходное окно; *6* — высокочастотный генератор возбуждения

внешних электродов на частоте 27 МГц, мощность 80 Вт (давление He — 1 мм рт. ст., Ne — 0,1 мм рт. ст.). ОКГ на смеси He и Ne генерирует на длине волны 1,153 мкм. Возможна также работа ОКГ при соответствующем подборе режимов на других длинах волн — 1,153; 1,118; 1,160; 1,199; 1,207 мкм. Генерация происходит на различных типах колебаний, ширина полосы в каждом типе ~10 кГц. Стабильность генератора составляет 20 Гц за несколько секунд. Достигнутые мощности излучения — 15 мВт. Для генератора с диаметром разрядной трубки 8 мм, с длиной резонатора 3 м и длиной разряда 2,8 м при давлении смеси 1,2 мм рт. ст. получена выходная мощность 100 мВт. Расходимость пучка составляет 20″.

Газовый ОКГ, генерирующий в непрерывном режиме и дающий большую выходную мощность (более 60 кВт), на длине волны 10,6 мкм возбуждается путем передачи энергии колебаний молекул азота N_2 молекулам углекислого газа (CO_2). Молекулы азота возбуждаются электрическим разрядом. Оба газа непрерывно протекают через зону взаимодействия, где происходит генерация. Следует отметить, что излучение этого ОКГ находится в «окне прозрачности» атмосферы 8—13 мкм.

Характерной особенностью полупроводниковых ОКГ является непосредственное превращение электрической энергии в энергию когерентного светового излучения (к. п. д. такого преобразования превышает 50%), а также возможность получения модулированного светового потока путем простой модуляции тока в полупроводнике. Выходная мощность полупроводниковых ОКГ, работающих в режиме непрерывной генерации при температурах между 4 и 20 К, достигает десятков ватт, и излучение может быть промодулировано с частотой до 11 ГГц.

При работе в импульсном режиме мощность полупроводниковых ОКГ достигает свыше 200 кВт. При этом следует иметь в виду также и то, что полупроводниковые ОКГ имеют незначительные габаритные размеры и массу [2].

В жидкостном ОКГ активное вещество (например, нитробензол, дающий комбинационное рассеяние) облучается пучком света ОКГ на рубине, который и вызывает когерентное излучение жидкости. К. п. д. такого ОКГ составляет 50%. Жидкостный ОКГ дает хорошо коллимированный когерентный луч с длиной волны, близкой к длине волны рубинового ОКГ.

Оптический квантовый усилитель (ОКУ) представляет собой устройство, позволяющее усиливать когерентное излучение оптического диапазона. ОКУ, как и квантовые усилители радиодиапазона, усиливают за счет индуцированного излучения в среде с отрицательной температурой.

Возможны два режима работы оптического квантового усилителя: бегущей волны (без обратной связи) и регенеративный.

В регенеративном режиме с помощью открытых резонаторов создается положительная обратная связь.

Для двухуровневой системы с населенностью верхнего уровня N_2 и нижнего N_1 коэффициент усиления ОКУ в децибеллах в линейном режиме

$$K(\nu, \theta, \varphi, \bar{P}) = 10 \lg e \left[W(\theta, \varphi, \bar{P}) \frac{\lambda^2 l(\theta, \varphi)}{\varepsilon} \times \right.$$
$$\left. \times (g_1 N_2 - g_2 N_1) g(\nu) \right], \quad \text{(IV.24)}$$

где $W(\theta, \varphi, \bar{P})$ — вероятность спонтанного излучения в единицу времени в единичный телесный угол для перехода между верхним и нижним уровнями в направлении θ, φ с поляризацией P;
$g(\nu)$ — формфактор линии;
λ — длина волны падающего излучения;
l — длина активной среды;
ε — диэлектрическая постоянная;
g_1 и g_2 — статистические веса нижнего и верхнего уровней соответственно.

Ширина полосы ОКУ бегущей волны на уровне 3 дБ определяется по формуле

$$B = \Delta\nu_л \sqrt{\lg \frac{K_{max}}{K-3}}, \quad \text{(IV.25)}$$

где $\Delta\nu_л$ — ширина линии люминесценции;

K_{max} — коэффициент усиления в центре линии $\nu = \nu_0$, дБ.

Регенеративный ОКУ имеет большое число типов колебаний (мод) в резонаторе, и его можно рассматривать как ОКУ бегущей волны с эффективной длиной L, превышающей длину ОКУ бегущей волны. Полоса пропускания регенеративного ОКУ будет сужаться с увеличением коэффициента усиления G (дБ), т. е.

$$B_{рег} = \Delta\nu_л \sqrt{\lg \frac{G_{max}}{G_{max}-3} / \lg 2}. \qquad \text{(IV.26)}$$

Для лоренцевой формы линии

$$K = 10 (\lg e) \frac{\lambda_0^2 l(\theta, \varphi)}{8\pi\varepsilon\tau} \left(N_2 - \frac{g_2}{g_1} N_1\right) \frac{1}{\pi} \frac{1/2\Delta\nu_л}{(\nu-\nu_0)^2 + \left(\frac{1}{2}\Delta\nu_л\right)^2}; \qquad \text{(IV.27)}$$

$$B = \Delta\nu_л \sqrt{\frac{3}{K-3}}; \qquad B_{рег} = \Delta\nu_л \sqrt{\frac{3}{G-3}}, \qquad \text{(IV.28)}$$

где τ — время жизни активной частицы на верхнем уровне;

ν_0 — частота, соответствующая центру спектральной линии.

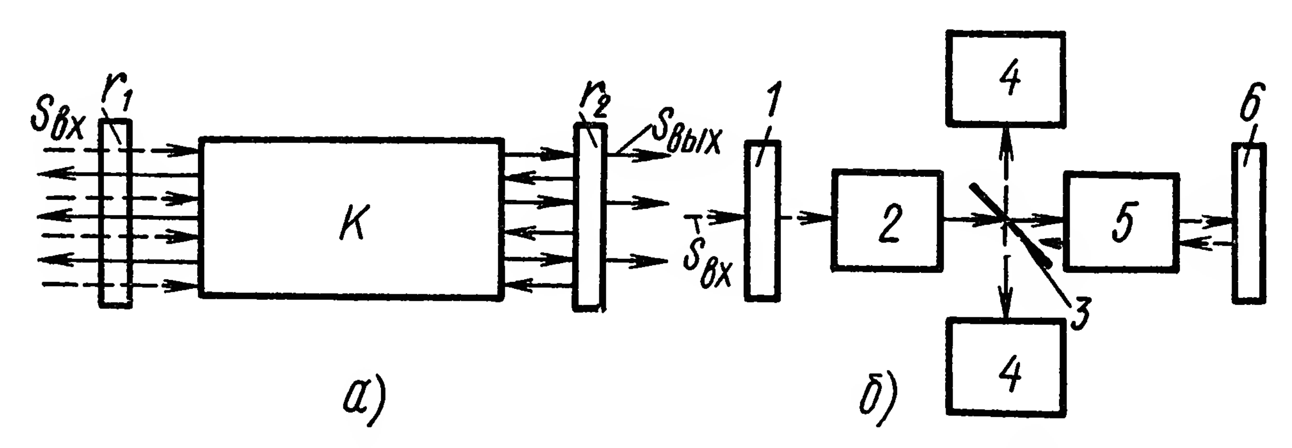


Рис. IV.11. Схема регенеративного ОКУ:

а — с резонатором типа Фабри-Перо; r_1 и r_2 — коэффициенты отражения зеркал; K — активная среда, $S_{вх}$, $S_{вых}$ входной и выходной сигналы; *б* — с регулируемой обратной связью: *1* — входное зеркало; *2* — модулятор; *3* — стеклянная пластинка; *4* — приемник усиленного сигнала; *5* — активная среда (рубин); *6* — плоское зеркало

Мощность спонтанного излучения $P_ш$, определяющая чувствительность регенеративного ОКУ, находится по формуле

$$P_ш = \frac{\Delta\nu_л}{\pi} \cdot \frac{(GK)^{1/2} - (G/K)^{1/2}}{(GK)^{1/2} - 1}, \qquad \text{(IV.29)}$$

где G — коэффициент усиления регенеративного ОКУ;

K — коэффициент усиления на одном проходе, зависящий от длины резонаторов ($K = e^{\gamma L}$).

Схемы регенеративных ОКУ показаны на рис. IV.11, *а* и *б*.

В качестве источника сигнала использовался ОКГ на рубине с модулированной добротностью. Пройдя через калиброванный ослабляющий фильтр, коллиматор и диафрагму, усиливаемый сигнал поступал в регенеративный ОКУ и после усиления регистрировался фотоэлектронным умножителем.

Полученное значение $P^{\text{вх}}_{\text{c min}} = 10^{-7}$ Вт при полосе $B = 3 \cdot 10^{11}$ Гц, энергия $h\nu = 3 \cdot 10^{-19}$ Дж.

Если принимаемый сигнал более узкополосный, необходимо согласовывать полосу приемного ОКУ с полосой сигнала. Предельная спектральная чувствительность ОКУ составляет $3 \cdot 10^{-19}$ Вт/Гц.

Используя оптические квантовые усилители, можно значительно повысить чувствительность приемников инфракрасного излучения. Система, состоящая из ОКУ с последующим квадратичным детектором огибающей, имеет отношение сигнал — шум (при работе на одном типе колебаний и согласовании входа), определяемое по формуле

$$S/N = \frac{P_{\text{c}}^2}{\frac{2\Delta f}{B}\left(\frac{h\nu B}{\eta_{\text{y}}}\right)^2\left(1 + \frac{2\eta_{\text{y}} P_{\text{c}}}{h\nu B}\right) + \frac{2\Delta f}{B\eta_{\text{д}} G}\left(\frac{h\nu B}{\eta_{\text{y}}}\right)^2\left(1 + \frac{\eta_{\text{y}} P_{\text{c}}}{h\nu B}\right) + \frac{\Delta f}{G^2 P^2_{\text{пор}}}}, \tag{IV.30}$$

где P_{c} — сигнал;

$\frac{h\nu B}{\eta_{\text{y}}}$ — мощность квантовых шумов на входе усилителя;

h — постоянная Планка;

ν — частота инфракрасного сигнала;

B — мгновенная эффективная ширина прямоугольной полосы пропускания усилителя;

G — коэффициент усиления усилителя;

η_{y} — инверсия населенности в усилителе;

Δf — полоса пропускания схемы, включенной после детектора;

$\eta_{\text{д}}$ — квантовая эффективность детектора огибающей;

$P_{\text{пор}}$ — пороговая чувствительность приемника, отнесенная к единичной полосе пропускания ($\Delta f = 1$ Гц).

В случае пороговых сигналов, пренебрегая относительно слабым дробовым шумом, а также считая, что $\Delta f \ll B$, получим из уравнения (IV.30) выражение для минимального обнаруживаемого сигнала ($S/N = 1$)

$$P_{\text{c min}} = \sqrt{\frac{2\Delta f}{B}\left(\frac{h\nu B}{\eta_{\text{y}}}\right)^2 + \frac{\Delta f P^2_{\text{пор}}}{G^2}}. \tag{IV.31}$$

Как следует из формулы (IV.31) $P_{\text{c min}}$ можно значительно уменьшить, сделав $P_{\text{пор}}$ приемника значительной большей, чем $h\nu\sqrt{2B}/\eta_{\text{y}}$. Поэтому в инфракрасном диапазоне, например при $\lambda > 1$ мкм, можно достигнуть существенного повышения чувствительности, так как с ростом длины волны квантовый шум убывает, а приемники имеют все большее $P_{\text{пор}}$. Так, например, для $\lambda = 3{,}39$ мкм при $B = 100$ МГц, $\Delta f = 1$ Гц, $\eta_{\text{y}} = 0{,}64$ и при условии, что квантовый шум ограничен (большое G), $P_{\text{c min}} = 1{,}2 \cdot 10^{-15}$ Вт/Гц$^{1/2}$. Для гелиево-неонового ОКУ достигнутое понижение минимального обнаруживаемого сигнала при использовании неохлаждаемого приемника PbS составило 45 дБ.

4. ПРИМЕНЕНИЕ В САР КВАНТОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ РАДИОДИАПАЗОНА, ОПТИЧЕСКОГО И ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНОВ

Квантовые усилители сантиметрового и дециметрового диапазонов позволяют резко повысить чувствительность приемных устройств и практически достичь предельных значений, которых невозможно получить с помощью других средств. Они находят применение в наземных стационарных установках сверхдальней связи, в частности, в системах связи с использованием искусственных спутников Земли, в радиоастрономии и в радиолокации космических объектов и других устройствах. С помощью квантовых усилителей получено существенное увеличение дальности действия радиолокационных станций. Для наземного радиолокатора на длинах волн 3 и 10 см дальность действия при использовании квантовых усилителей увеличена в 1,7 раза [9]. Анализ возможностей квантовых усилителей привел к выводу о перспективности использования их в бортовых радиолокаторах. Для эффективного использования квантовых усилителей совместно с антеннами необходимо, чтобы шумы антенн были одного порядка с шумами усилителя. В многозеркальных антеннах приемное устройство с усилителем размещаются непосредственно за вершиной большого зеркала, что позволяет значительно уменьшить длину волноводных трактов. С применением квантовых усилителей дециметрового диапазона осуществлена радиолокация планет Меркурий, Марс, Венера, Юпитер [6]. В радиоастрономии квантовые усилители являются наиболее чувствительными из известных приборов, применяемых для обнаружения микроволнового излучения, приходящего из внешнего пространства. При этом предел чувствительности квантовых усилителей определяется явлением квантовых флуктуаций, а также излучением Земли и атмосферы. Чувствительность радиоастрономического оборудования в определенных областях частот возросла на один-два порядка. С появлением малогабаритных систем охлаждения с замкнутым циклом и сверхпроводящих магнитов квантовые усилители найдут более широкое применение.

Молекулярные генераторы радиодиапазона, благодаря высокой стабильности частоты, находят применение в качестве стандартов частоты (времени) и используются для решения ряда научных задач и задач прикладного характера.

Квантовые усилители и генераторы оптического и инфракрасного диапазонов могут найти применение во входных устройствах САР, значительно повышая их чувствительность и разрешающую способность. Они применяются как для повышения чувствительности приемников (высокочувствительные усилители), так и для увеличения выходной мощности ОКГ (усилители мощности). ОКУ представляют большой интерес и как приемники оптических сигналов, несущих информацию, особенно в случаях передачи информации за счет фазовой или частотной модуляции несущей. Хотя ОКУ еще

находятся в стадии разработки и многие вопросы еще не решены и решение их представляет значительные технические трудности, они обладают огромными возможностями передачи информации. Вследствие того, что в оптическом диапазоне размеры резонатора значительно превышают длину волны и в пределах ширины спектральной линии находится много собственных типов колебаний, вероятность спонтанного излучения, а следовательно, и суммарный шум ОКУ будет пропорционален числу типов колебаний. Однако спонтанное излучение для разных типов колебаний обладает различными пространственными и частотными характеристиками.

Если прием сигнала, несущего информацию, ведется по всей полосе, то это эквивалентно приему информации одновременно по большому числу каналов, разделенных пространственно или по частоте. ОКГ уже в настоящее время находят применение в светолокации, связи, управлении, технологии производства и т. д. Световая локация применяется, в частности, для целей астрономии (для измерения расстояния до поверхности Луны и др.). ОКГ также используется в дальномерных устройствах как в наземных условиях, так и на самолетах.

Высокая временная когерентность колебаний ОКГ позволяет резко повысить емкость канала связи. Вследствие того, что частота света весьма велика, число каналов связи на одной линии может быть сделано значительно большим, чем в радиодиапазоне. Так, число телевизионных каналов, которые могут быть переданы на длине волны в 1 мкм при ширине полосы 1 Å, составляет 10^4. Высокая направленность излучения позволяет использовать ОКГ, в частности, для космической связи на расстояния до 10 световых лет.

Следует подчеркнуть, что в оптическом диапазоне передача и прием информации обладают рядом специфических особенностей — в частности, здесь значительно раньше сказывается квантовая структура электромагнитного излучения на процессы передачи и приема информации.

ОКГ применяются для управления на расстоянии как наземными, так и космическими установками и объектами.

С появлением ОКГ оптические аналоговые вычислительные машины получили возможность дальнейшего развития. Оптическая аналоговая машина с ОКГ в качестве источника света может за одну миллисекунду перемножить 10^4 мерных векторов и квадратную матрицу 10^4 порядка. Быстродействие оптической вычислительной машины связано с тем, что для представления двух независимых переменных в ней используются две пространственные координаты и, следовательно, имеется возможность производить операции над двумя переменными одновременно. Электронная цифровая машина в каждый момент времени представляет собой одномерное устройство. Для обработки информации, содержащейся в сигнале, цепям электронной вычислительной машины нужен конечный интервал времени.

Входная информация для оптической вычислительной машины записывается заранее и мгновенно обрабатывается в ней световым лучом. Обычно материалом, на котором записывается информация, является фотопленка. Она служит фактически преобразователем электрического сигнала, так как с помощью, например, комбинаций линз и источников света действие электрического сигнала может привести к появлению на пленке картины из светлых и темных элементов. Эта картина будет модулировать световой поток при его прохождении через пленку. Однако фотопленка обладает тем недостатком, что она требует времени на проявление. Использование фотоупругого материала позволяет работать без потерь времени на обработку пленки. Хотя математическая операция выполняется мгновенно, быстродействие вычислительной машины ограничивается быстродействием входного и выходного преобразователей. Динамический диапазон такой машины ограничивается лишь величиной шумов — паразитных световых сигналов, которые можно снижать в определенных пределах.

Оптическая вычислительная машина обеспечивает широкий динамический диапазон и может работать одновременно на всех частотах. Поэтому такие машины целесообразно применять в системах связи с распределенным спектром для обработки радиолокационных и гидролокационных сигналов, модулирования антенн, а также для анализа различных вибрационных процессов и распознавания звуковых сигналов. Исследования по использованию полупроводниковых ОКГ как быстродействующих переключающих элементов и источников очень коротких импульсов света с частотой до 10^{11} Гц дают возможность создать оптические вычислительные машины с числом операций до 10^{10} в секунду.

В схемах переключения, подобных применяемым в вычислительных машинах, оптические сигналы обладают теми преимуществами, что они позволяют получать более высокое быстродействие, осуществлять параллельную передачу и обеспечивать высокую степень развязки. Последнее исключает помехи между отдельными каналами. В настоящее время с помощью полупроводниковых ОКГ могут быть созданы элементы сверхбыстродействующих вычислительных машин (переключения, памяти, элементы световых импульсов тактовой частоты и др.).

ОКГ имеют наибольшую спектральную плотность излучения по сравнению с другими существующими источниками света. Эффективная температура излучения ОКГ равна 10^{10}—10^{12} К, что в 10^8 раз выше температуры излучения Солнца. Высокая спектральная плотность и направленность излучения позволяют использовать ОКГ для воздействия на вещество на расстоянии, а также для получения весьма высоких температур. Это свойство ОКГ нашло применение для сварки и резки тугоплавких материалов, для сверления отверстий (микроэлектроника, текстильная промышленность и др.). Использование возникающих под действием излучения ОКГ многофотонных процессов открывает новые области применения ОКГ.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Басов Н. Г., Прохоров А. М.** Применение молекулярных пучков для радиоспектрального изучения вращательных спектров молекул. Журнал экспериментальной и теоретической физики, т. XXVII, вып. 4. 1954, с. 431—434.
2. **Басов Н. Г., Попов Ю. М.** Полупроводниковые квантовые генераторы. «Физика и техника полупроводников», т. 1, вып. 11, 1967, с. 1593—1599.
3. **Блум А.** Газовые лазеры. «Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике», т. 54, 1966, № 10, с. 39—55.
4. **Велстейке А.** Основы теории квантовых усилителей и генераторов. М., ИЛ, 1963, 410 с.
5. **Жаботинский М. Е. Карлов Н. В., Штейншлейгер В. Б.** Квантовые парамагнитные усилители. «Радиотехника и электроника», т. XII, вып. II, 1967, с. 2032—2043.
6. **Карлов Н. В., Маненков А. А.** Квантовые усилители. ВИНИТИ АН СССР, М., 1966. 334 с.
7. **Киш З., Пресли Р.** Лазеры на ионных кристаллах. «Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике», т. 54, 1966, № 10, с. 7—24.
8. **Ораевский А. Н.** Молекулярные генераторы. М., «Наука», 1964. 254 с.
9. **Троуп Г.** Квантовые усилители и генераторы. М., ИЛ 1961, 164 с.

ГЛАВА V

МАГНИТНЫЕ И МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В настоящей главе рассматриваются принципы действия основных типов магнитных усилителей, их принципиальные схемы, статические и динамические характеристики и некоторые типичные примеры применения. Большое внимание уделяется гибридным магнитно-полупроводниковым усилителям. Они обладают основными преимуществами как магнитных, так и полупроводниковых усилителей.

Основные технические характеристики магнитных и магнитно-полупроводниковых усилителей приведены в табл. V.1.

Основные технические характеристики магнитных и магнитно-полупроводниковых усилителей

Таблица V.1

Технические характеристики		Значения параметров	
		Магнитные усилители	Магнитно-полупроводниковые усилители
Коэффициенты усиления на один каскад	Коэффициент усиления по напряжению k_U	10^6	10^7
	Коэффициент усиления по току k_I	10^5	10^5
	Коэффициент усиления по мощности k_P	10^{11}	10^{12}
Предельные энергетические параметры	Максимальная выходная мощность $P_{вых\ max}$, Вт	$3 \cdot 10^5$	10^5
	Мощность на единицу массы $P_{уд}$, Вт/кг	40 *	20 **
	Минимальный входной ток $I_{вх\ min}$, А	10^{-7}	10^{-8}
	Минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$, В	10^{-5}	10^{-7}
	К. п. д. η, %	$20 \div 40$	20
	Ресурс работы $t_р$, ч	Неограниченный	10^4

Продолжение табл. V.1

Технические характеристики		Значения параметров	
		Магнитные усилители	Магнитно-полупроводниковые усилители
Предельные параметры	Температурный диапазон Δt, °С	$-65 \div +120$	$-65 \div +80$
	Относительная влажность, %	80	80
	Вибростойкость	100 g	100 g
	Радиационная стойкость, нейтрон/м	10^{18}	10^{12}
Ток на входе		Все сочетания	Постоянный
Ток на выходе			Постоянный, переменный
Полоса пропускания Δf, кГц		1,0	$1 \div 6$
Внутренние шумы $P_ш$, Вт		10^{-14}	10^{-19}

* Для реверсивных усилителей мощностью от 1 Вт и выше.
** Для двухтактных маломощных усилителей до 100 Вт.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Магнитные усилители (МУ) могут быть подразделены на группы в зависимости от принципа построения, функциональных характеристик и области применения. Первую бóльшую группу образуют управляемые дроссели и трансформаторы, часто называемые магнитными усилителями без обратной связи. Они являются наиболее простыми типами магнитных усилителей и часто состоят лишь из одного или нескольких сердечников, снабженных необходимыми обмотками. К их функциональным особенностям относится то, что в большинстве случаев они являются источниками тока. При этом величина тока нагрузки относительно мало зависит от сопротивления нагрузки, а коэффициент усиления по току отличается высокой стабильностью. Однако им свойственна большая инерционность.

Вторую группу образуют магнитные усилители с самонасыщением, отличающиеся тем, что путем включения диода последовательно с каждой рабочей обмоткой усилителя, процессы, происходящие в сердечниках, четко разделяются в каждом периоде питающего напряжения на два этапа: управления, когда под действием входного сигнала происходит управление магнитным состоянием сердечника при практически обесточенной рабочей обмотке, и считывания, когда к рабочей обмотке и нагрузке через диод приложено питающее напряжение. Та часть напряжения, которая оказывается приложенной к нагрузке, зависит от степени изменения магнитного состояния сердечника на предыдущем этапе под действием входного сигнала. Магнитные усилители с самонасыщением имеют большее усиление, лучшие динамические характеристики и более высокий к. п. д., чем усилители первой группы. Однако они отли-

чаются меньшей стабильностью коэффициента усиления и являются источниками напряжения, которые характеризуются тем, что напряжение на нагрузке относительно мало зависит от сопротивления нагрузки.

Усилители второй группы могут быть построены по быстродействующим схемам, отличающимся тем, что их инерционность характеризуется лишь наличием чистого запаздывания в один полупериод питающего напряжения. Они также находят применение в качестве бесконтактных реле, осуществляемых путем введения дополнительной положительной обратной связи.

Усилители обеих групп могут быть выполнены однотактными (нереверсивными), двухтактными (реверсивными) с выходом как на переменном, так и на постоянном токе.

Третью группу образуют магнитно-полупроводниковые усилители. При этом находят применения как схемы, где магнитные усилители используются в качестве первого каскада, так и схемы, где они служат «мощным» выходным каскадом. Магнитный усилитель по существу является модулятором, в котором ток нагрузки представляет собой переменный ток, модулированный сигналом. Для получения в нагрузке магнитного усилителя сигнала постоянного тока, нагрузка должна быть подключена к выходу магнитного усилителя через выпрямитель. При усилении сигналов переменного тока, как и в обычных радиотехнических устройствах с амплитудной модуляцией, необходимо, чтобы частота источника питания (несущая частота), по крайней мере, в 5—10 раз превышала максимальную частоту усиливаемого сигнала.

Основными компонентами МУ являются магнитные сердечники с обмотками и полупроводниковые выпрямители, поэтому МУ обладают высокой надежностью.

Область применения магнитных усилителей определяется следующими свойствами усилителей: высокой надежностью, возможностью питания непосредственно от сети переменного тока, возможностью суммирования неограниченного числа входных сигналов на гальванически развязанных входных обмотках, большой перегрузочной способностью по входу и выходу, возможностью сочетания функции усиления с функциями амплитудного, фазного или широтно-импульсного модулирования, высокой стабильностью нуля и др.

В системах автоматического регулирования схемы МУ могут выполнять следующие функции: усиления слабых сигналов, поступающих от разного рода датчиков; преобразования усиливаемых сигналов постоянного тока в модулированные колебания с целью их дальнейшего усиления при помощи электронных или транзисторных усилителей; усилителей следящих систем и управления приводами исполнительных механизмов; решающих элементов, выполняющих операции суммирования, интегрирования, дифференцирования, умножения и др.; стабилизации напряжения и частоты вспомогательных источников питания и др.

Существенным недостатком МУ является значительная постоянная времени (инерционность) по сравнению с электронными и транзисторными усилителями, обусловленная индуктивностью обмоток. Однако создание новых высококачественных сплавов и новых схем магнитных усилителей позволило значительно уменьшить их инерционность при заданном коэффициенте усиления. Благодаря этому расширилась область применения магнитных усилителей. Так, например, они используются также в цифровых вычислительных машинах и счетно-решающих аналоговых управляющих устройствах, автопилотах и т. д.

Транзисторные усилители обладают лучшими динамическими характеристиками, более низкой стоимостью в производстве, высоким к. п. д. и надежностью. Однако они уступают МУ по стабильности характеристик при усилении сигналов постоянного и медленно изменяющегося тока, поэтому наиболее приемлемым решением поставленной задачи может стать их совместное применение, которое позволяет максимально использовать достоинства магнитных и транзисторных усилителей [7].

2. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Действие магнитных усилителей всех типов основано на использовании нелинейного характера кривой намагничивания $B = f(H)$ ферромагнитного сердечника, являющегося основным компонентом схем магнитных усилителей. Кроме нелинейного характера зависимости $B = f(H)$, процесс циклического перемагничивания сердечника характеризуется явлением гистерезиса.

При изменении величины напряженности поля H_m в случае циклического перемагничивания сердечника (рис. V.1, *а*), начиная с некоторой достаточно большой величины H_m, при котором ферромагнетик близок к состоянию насыщения, прекращается увеличение площади петли гистерезиса. Кривая, соответствующая этому значению H_m, называется предельной петлей гистерезиса. Кривая, соединяющая вершины частных циклов (рис. V.1, *а*, жирная линия) симметричных петель гистерезиса, является основной кривой намагничивания.

Величина магнитной проницаемости μ, характеризующая качество магнитных материалов, определяется из основной кривой намагничивания, снимаемой на постоянном токе.

Величины B_r и H_c определяются по предельной петле гистерезиса при циклическом перемагничивании сердечника. В схемах магнитных усилителей используются магнитно-мягкие ферромагнитные материалы, для которых величина H_c обычно меньше 100 А/м.

Напряженность магнитного поля в сердечниках магнитных усилителей обычно значительно превышает величину коэрцитивной силы H_c, поэтому при расчете магнитных усилителей часто можно пренебречь явлением гистерезиса и заменить предельную петлю

одной линией, являющейся средней между восходящей и нисходящей ветвями петли гистерезиса, которая называется средней кривой намагничивания [5] (рис. V.1, штриховая линия).

Для некоторых типов МУ используются магнитные материалы, обладающие прямоугольной формой предельной петли гистерезиса (рис. V.1, *б*). Для характеристики свойств ферромагнитного материала в этом случае обычно используется величина остаточной индукции B_r, которая мало отличается от значения индукции насыщения B_s, коэффициент прямоугольной петли B_r/B_s и значение

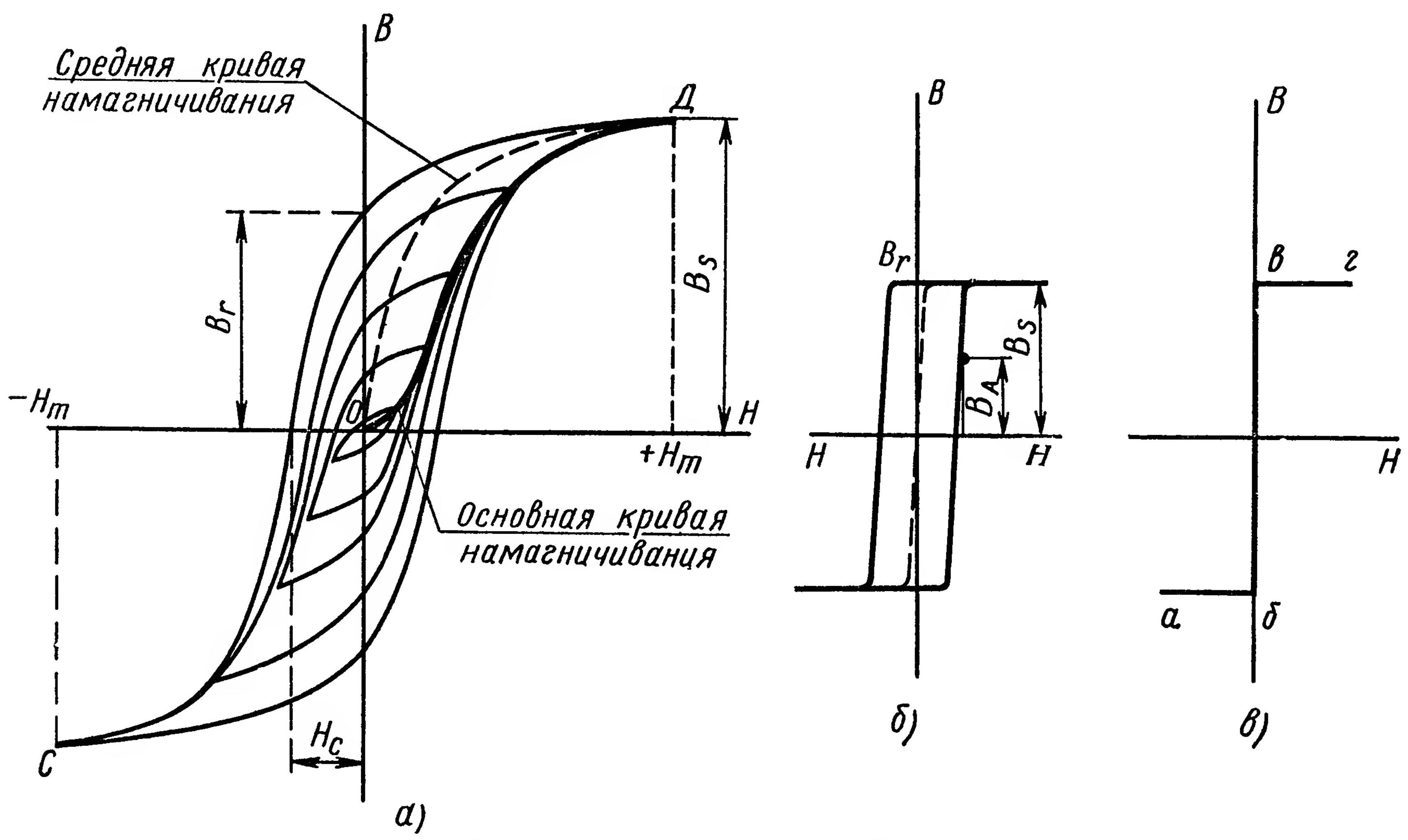


Рис. V.1. Петли гистерезиса:

а — семейство симметричных петель гистерезиса; B_r — остаточная магнитная индукция; H_c — коэрцитивная сила; H_m — максимальное значение напряженности поля; *б* — прямоугольная петля гистерезиса; *в* — идеальная прямоугольная кривая намагничивания

коэрцитивной силы H_c. Для ферромагнитных материалов такого типа является характерной способность почти полностью перемагничиваться в полях, близких к H_c, и сколь угодно долго сохранять (запоминать) любое промежуточное значение индукции после снятия поля намагничивания (значение B_A, рис. V.1, *б*). Штриховой линией на рис. V.1, *а* показана средняя кривая намагничивания. В случае идеальной прямоугольной петли гистерезиса средняя кривая намагничивания имеет вид, изображенный на рис. V, 1, *в*, и носит название идеальной кривой намагничивания (отрезки *аб*, *бв*, *вг*).

Характеристики магнитных усилителей в значительной степени определяются свойствами ферромагнитных материалов сердечников, а также конструкцией, размерами и технологией изготовления сердечников. Ферромагнитные материалы подразделяются на металлические, представляющие собой сплавы железа с другими элементами, и на неметаллические, оксидные ферромагнетики (ферриты).

В группу металлических магнитно-мягких материалов входят электротехнические стали, представляющие собой сплав железа с кремнием. Эти материалы обладают высокой индукцией насыщения и широко применяются в трансформаторостроении и электромашиностроении, а также в силовых МУ. Наиболее широкое применение в магнитных усилителях находят железоникелевые сплавы, содержащие легирующие присадки таких элементов, как молибдена, хрома, марганца, меди, кобальта и др.

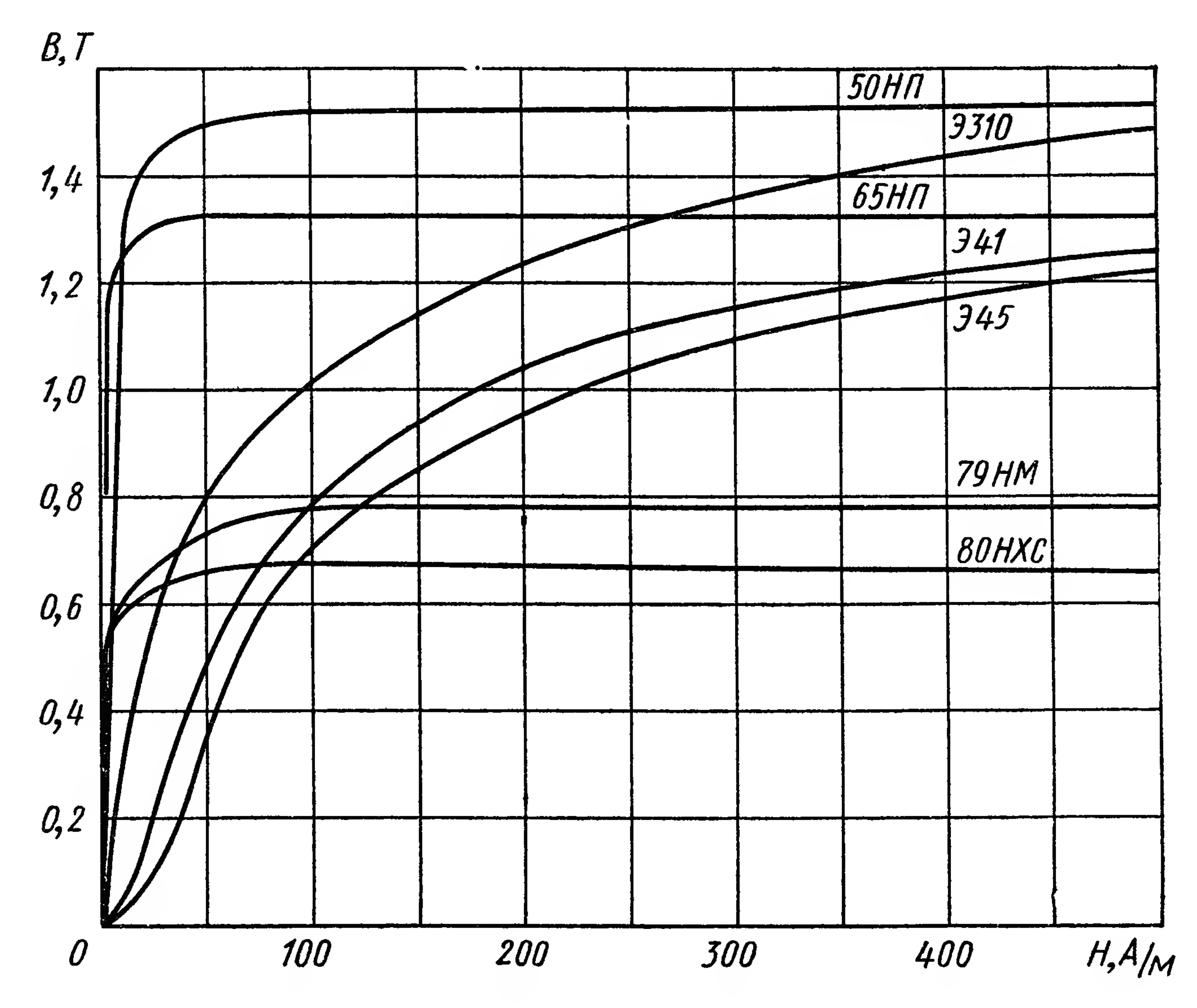


Рис. V.2. Основные кривые намагничивания некоторых магнитно-мягких материалов (50НП, 65НП, 79НМ, 80НХС — железоникелевый сплав типа пермаллой; Э310, Э41, Э45 — электротехнические стали)

Железоникелевые сплавы в зависимости от состава могут иметь свойства, значительно отличающиеся от свойств электротехнических сталей высокими значениями магнитной проницаемости, прямоугольностью формы петли гистерезиса, значением коэрцитивной силы H_c и др.

На рис. V.2 приведены основные кривые намагничивания некоторых металлических магнитно-мягких материалов.

Для получения оптимальных характеристик магнитных усилителей рекомендуется толщину листа материала сердечника выбирать в соответствии с формулой

$$d \leqslant 10^6 \sqrt{\frac{\rho}{f \mu_{\max}}}, \qquad (V.1)$$

где ρ — удельное сопротивление, Ом·м;

f — частота источника питания, Гц.

Эффективное использование свойств магнитных материалов при создании высококачественных магнитных усилителей (обладающих высоким коэффициентом усиления и стабильными характеристиками при эксплуатации в тяжелых климатических условиях и при наличии вибрации и ударов) в значительной мере определяется выбором конструкции сердечника. К числу причин, вызывающих существенное ухудшение магнитных свойств сердечников по сравнению со свойствами сплава, из которого сердечники изготовлены, являются: неравномерное намагничивание отдельных участков магнитопровода, наличие воздушных зазоров в магнитопроводе, возникновение механических напряжений при сборке сердечника в процессе эксплуатации, наличие угла между направлением поля и направлением легкого намагничивания на отдельных участках магнитопровода.

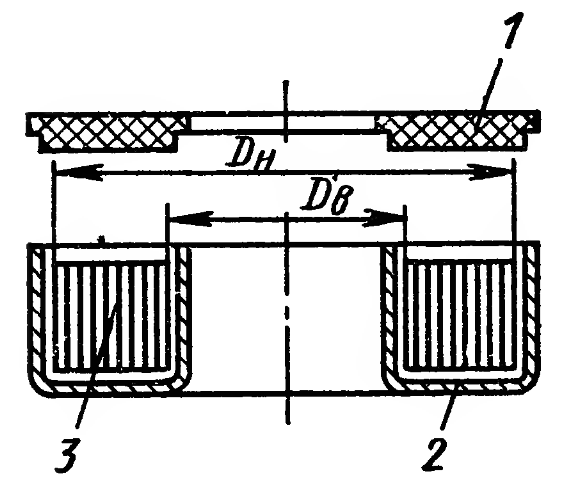


Рис. V.3. Сердечник с каркасом

При выборе конструкций сердечника необходимо учитывать ряд требований: 1) максимального использования свойств, присущих магнитному сплаву; 2) возможности создания магнитных усилителей минимальной массы или габаритов при заданных значениях мощности, коэффициента усиления, стабильности и др.; 3) минимальных отходов материала в процессе производства; 4) технологичности изготовления магнитных усилителей. Наилучшее использование магнитных свойств сплава и наилучшие характеристики магнитных усилителей достигаются при использовании тороидальных (кольцевых) сердечников, навиваемых из ленты или набираемых из штампованных колец. В сердечниках этого типа отсутствуют воздушные промежутки на пути потока и рассеяние, а также достигается наиболее равномерное намагничивание сердечника по длине магнитопровода.

Магнитно-мягкие сплавы очень чувствительны к механическим напряжениям, влияние которых сказывается тем сильнее, чем выше магнитные свойства сплава. Поэтому тороидальные сердечники из железоникелевых сплавов после термической обработки помещают в защитные каркасы, предохраняющие их от механических напряжений, возникающих при намотке обмоток на сердечник. Каркасы обычно прессуют из пластмассы или штампуют из алюминия. В последнем случае (рис. V.3) крышку каркаса *1* выполняют из неметаллического материала (пластмассы). Механические напряжения, вызываемые обмотками, не оказывают воздействия на сердечник *2*, если между сердечником и каркасом *3* имеется зазор. Для исключения возможности возникновения механических напряжений при вибрации и ударах сердечник в каркасе должен быть надежно закреплен. Для фиксации сердечника в каркасе иногда применяют пружинные шайбы и разного рода прокладки (бумажные, фетровые). Однако наиболее широкое применение получила заливка сердечника

эластичной массой, обладающей малой усадкой и низким коэффициентом температурного расширения. В качестве заливочной массы применяются битум, резиноподобная масса РГЛ, тиокол, минеральные смазки типа ЦИАТИМ и т. п.

Неметаллические ферромагнитные материалы (ферриты) представляют собой соединения, изготовленные из смеси окислов железа, никеля, цинка, марганца, меди и других металлов. В зависимости от состава смеси, размеров частиц и режима термообработки можно получать сердечники, обладающие различными магнитными свойствами.

Ферриты обладают очень большим удельным сопротивлением ($\rho = 10 \div 10^3$ Ом·м). Поэтому их чаще всего применяют при работе на высоких частотах, так как потери на вихревые токи составляют ничтожно малую величину.

Сердечники из оксифера-2000, НЦ-2500, оксифера М-6000—М-2000 могут быть рекомендованы для магнитных усилителей при частоте источника питания до 100—300 кГц. При более высокой частоте следует применять оксидные ферриты, имеющие меньшие значения магнитной проницаемости. Параметры оксидных ферритов более стабильны при изменении температуры окружающей среды и более постоянны во времени (например, в течение года изменение проницаемости может достигать ± (0,5—1%). Поэтому их можно рекомендовать для использования в резонансных схемах, в которых возможна некоторая компенсация ухудшения статических характеристик ферромагнитного материала при работе на высоких частотах.

3. ОДНОТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ (УПРАВЛЯЕМЫЕ ДРОССЕЛИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ)

В схеме простейшего однотактного магнитного усилителя применяют два сердечника (рис. V.4), имеющих одинаковые магнитные характеристики и геометрические размеры.

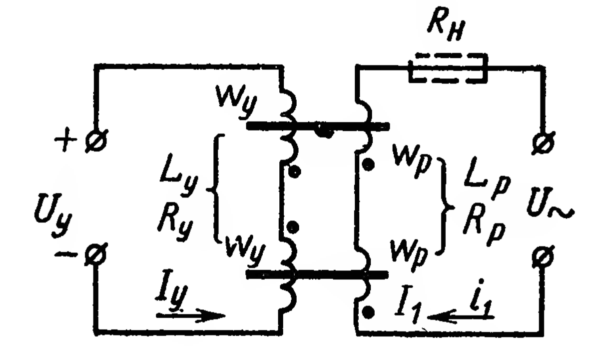


Рис. V.4. Принципиальная схема магнитного усилителя

Если первичные обмотки трансформаторов $w_р$, соединенные последовательно и согласно, подключить к источнику переменного напряжения, а вторичные обмотки $w_у$ — последовательно и встречно, то э. д. с., индуктируемые в обмотках управления $w_у$, будут одинаковы по величине и противоположны по фазе, вследствие этого результирующая э. д. с. в обмотке управления будет равна нулю. Сигнал постоянного тока $I_у$, подаваемый на обмотки $w_у$, создает постоянное магнитное поле $H_у$, вызывает уменьшение динамической магнитной проницаемости сердечников. В результате происходит уменьшение индуктивности $L_р$ рабочих обмоток $w_р$ и увеличение тока I_1 в рабочей цепи.

Два сердечника с обмотками, соединенные по схеме рис. V.4, часто называют управляемым дросселем, или дросселем насыщения,

так как, изменяя степень подмагничивания, можно изменять индуктивность рабочих обмоток в широких пределах.

Величина тока в рабочей цепи определяется по формуле

$$I_1 = \frac{U_{\sim}}{\sqrt{R_{\Sigma}^2 + \omega^2 L_{\text{р}}^2}}, \qquad (V.2)$$

где $U_{\sim}$ — напряжение сети, В;

ω — круговая частота, рад/с;

R_{Σ} — активное сопротивление рабочей цепи, Ом;

$L_{\text{р}}$ — индуктивность рабочей цепи, Г.

Если последовательно с обмотками $w_{\text{р}}$ включить сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ (на рис. V.4 показано штриховой линией), то получим

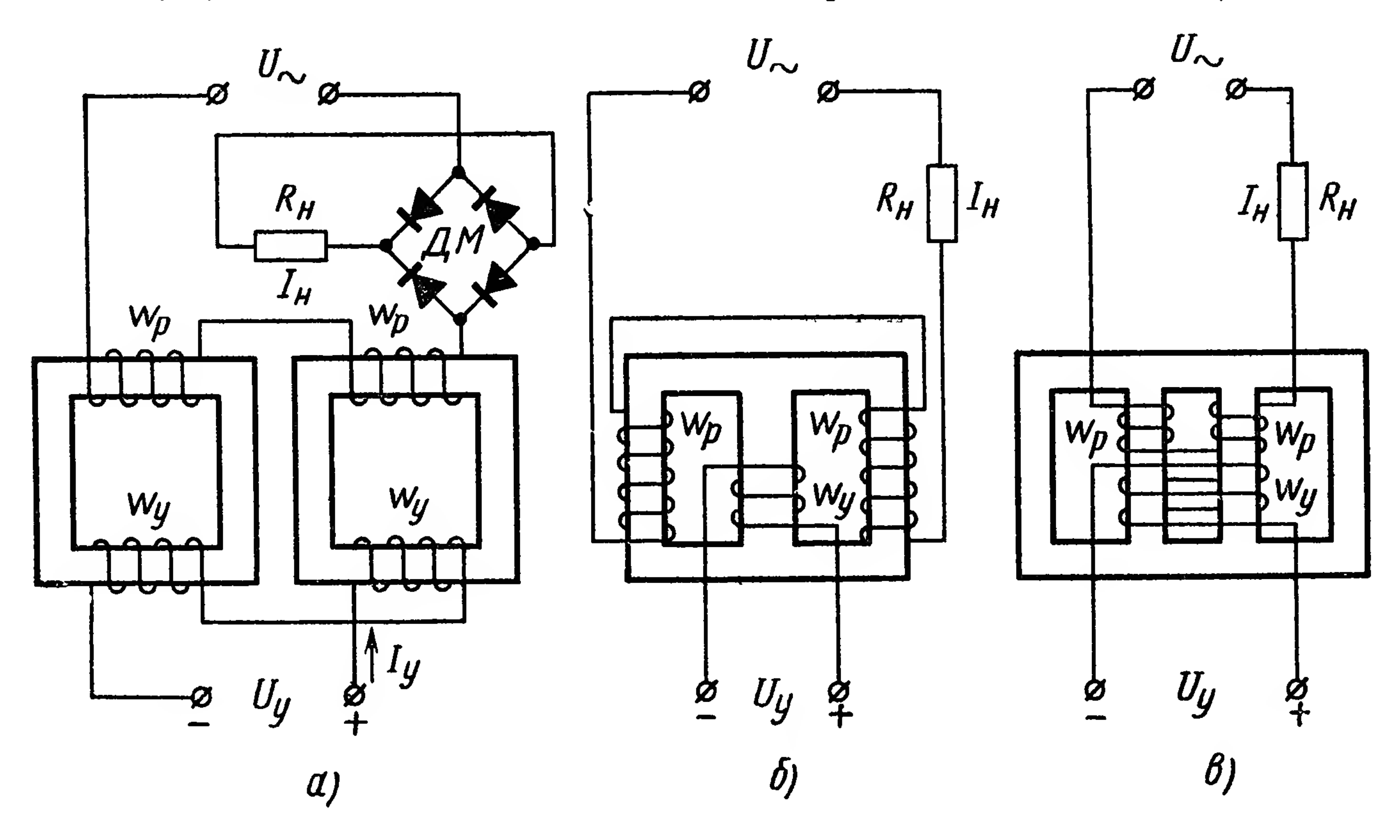


Рис. V.5. Схемы однотактных МУ:

а — с выходом на постоянном токе; *б* — дроссельный магнитный усилитель с выходом на переменном токе; *в* — магнитный усилитель трансформаторного типа на четырехстержневом сердечнике

простейший магнитный усилитель. При помощи небольшой мощности, расходуемой на активном сопротивлении обмоток управления $w_{\text{у}}$, можно управлять значительно бо́льшей мощностью рабочей цепи (цепи нагрузки).

В зависимости от способа подключения сопротивления нагрузки однотактные усилители могут быть разделены на две группы: 1) усилители, в которых $R_{\text{н}}$ включено последовательно с рабочими обмотками $w_{\text{р}}$ (рис. V.4 и 5, *а*, *б*) дроссельного типа; 2) усилители, в которых $R_{\text{н}}$ включено параллельно рабочим обмоткам (рис. V.5, *в*), — трансформаторного типа. При этом нагрузка может быть включена как непосредственно в цепи переменного тока (усилитель с выходом на несущей частоте; рис. V.4), так и через демодулятор *ДМ* (рис. V.5, *а*; с выходом на постоянном токе). Два сердечника могут быть заменены одним трехстержневым сердечником (рис. V.5, *б*) или четырехстержневым (рис. V.5, *в*). В схеме (рис. V.5, *б*) отсутствует непосредственная трансформаторная связь

между рабочими обмотками $w_р$ и обмотками управления $w_у$, так как основной переменный поток, создаваемый током, протекающим по рабочим обмоткам $w_р$, замыкается по крайним стержням и отсутствует в среднем стержне, на котором расположена обмотка управления.

В соответствии с законом полного тока для одного из трансформаторов (см. рис. V.4) с учетом направления токов i_1 и i_2 в обмотках $w_р$ и $w_у$ имеем

$$H=\frac{1}{l}(i_1 w_р - i_2 w_у), \qquad (V.3)$$

откуда получим формулу для мгновенного значения тока, протекающего в первичной обмотке трансформатора:

$$i_1=\frac{Hl}{w_р}+\frac{w_у}{w_р}i_2=i_\mu+\frac{w_у}{w_р}i_2, \qquad (V.4)$$

где намагничивающий ток, необходимый для получения заданного значения индукции сердечника,

$$i_\mu=\frac{Hl}{w_р}. \qquad (V.5)$$

При разомкнутой цепи управления ток $i_2 = 0$ и $i_1 = i_\mu$.

В схеме рис. V.4 при нормальных условиях работы дросселя насыщения всегда хотя бы один из сердечников в течение полупериода питающего напряжения находится в ненасыщенном состоянии и для усилителя справедлива формула (V.4). При наличии сигнала постоянного тока $I_у$ достаточно большой величины намагничивающий ток i_μ всегда много меньше тока $i_у w_у/w_р$ и для ненасыщенного сердечника $i_1 \approx \frac{w_р}{w_у} i_2$.

Заметим, что в случае идеальной кривой намагничивания $i_\mu = 0$, тогда из выражения (V.4) получим уравнение идеального трансформатора

$$i_1 w_р = i_2 w_у. \qquad (V.6)$$

Рассмотрим процессы, проходящие в схеме идеального магнитного усилителя (рис. V.5, *а*). Под термином — идеальный МУ — понимается такой магнитный усилитель, сердечники которого имеют идеальную кривую намагничивания (см. рис. V.1, *в*). В них отсутствуют потери и рассеяние магнитного потока, а демодулятор собран из выпрямителей, имеющих бесконечно малое сопротивление в прямом (проводящем) направлении и бесконечно большое в обратном (непроводящем) направлении. Кроме того, предполагается, что активное сопротивление рабочих обмоток $w_р$ мало и им можно пренебречь.

В зависимости от величины сопротивления цепи управления МУ рассматривают два режима работы, различающихся лишь формой кривой тока на выходе усилителя: а) свободного намагничивания,

когда активное сопротивление цепи управления мало и оно не может повлиять на величину переменного тока, трансформируемого из цепи нагрузки; б) вынужденного намагничивания, когда активное сопротивление (или дроссель), включенное последовательно в цепь управления, настолько велико, что оно предотвращает трансформацию тока из цепи нагрузки в цепь управления.

Если в схеме, приведенной на рис. V.5, *а*, в режиме свободного намагничивания, характеризующегося тем, что $R_у \ll R_н w_у^2 / w_р^2$, выбрать амплитудное значение напряжения источника питания синусоидальной формы $u = U_m \sin \omega t$ в соответствии с уравнением

$$U_m = 2\omega w_р S B_s, \qquad (V.7)$$

то при отсутствии сигнала на входе усилителя ни в одном из сердечников индукция не примет значений, превышающих индукцию насыщения B_s. При этом напряженность поля в каждом сердечнике в течение всего периода питающего напряжения будет равна нулю, ток через обмотки $w_р$ и сопротивление нагрузки $R_н$ протекать не будет и все напряжение источника питания будет приложено к обмоткам.

При наличии подмагничивающего поля, созданного током $I_у$, протекающим по обмоткам управления $w_у$, сердечники МУ будут поочередно в течение части периода находиться в состоянии насыщения [1]. Для сердечника, который в данный момент не насыщен, справедливы уравнения (V.3) и (V.6). Через промежуток времени $\omega t = \frac{\pi}{2}$, в течение следующего полупериода, когда данный сердечник будет находиться в состоянии насыщения, а другой сердечник ненасыщен, для ненасыщенного сердечника имеем

$$H = \frac{1}{l}(i_1 w_р + i_2 w_у) = 0, \qquad (V.8)$$

откуда получим

$$i_1 w_р = - i_2 w_у. \qquad (V.9)$$

Знак минус в равенстве (V.9) учитывает полярность включения концов обмоток управления $w_у$ сердечников по отношению к полярности концов рабочих обмоток $w_р$.

Если формулы (V.6) и (V.9) справедливы для мгновенных значений тока в течение всего полупериода, то аналогичные равенства справедливы и для средних значений токов i_1 и i_2, т. е.

$$I_{1средн} w_р = I_{2средн} w_у. \qquad (V.10)$$

Постоянная составляющая тока нагрузки $I_н$ равна среднему значению $I_{1\,средн}$, а постоянная составляющая в обмотке управления не может появиться в результате трансформации из цепи нагрузки и численно равна току управления $I_у = I_{2средн}$. Подставляя значения $I_{1\,средн}$ и $I_{2\,средн}$ в равенство (V.10), получим основное

уравнение однотактного идеального магнитного усилителя без обратной связи в режиме свободного намагничивания

$$I_н w_р = I_у w_у. \qquad (V.11)$$

Моменты времени $\omega t = \alpha$ и $\omega t = \alpha + \pi$, когда сердечники достигают состояния насыщения при наличии сигнала управления, называются углами насыщения.

Среднее значение тока нагрузки зависит от угла насыщения величины сигнала управления) и определяется по формуле

$$I_н = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi} \frac{U_m \sin \omega t \, d\omega t}{R_н} = \frac{U_m}{\pi R_н} (1 + \cos \alpha_1), \qquad (V.12)$$

где α_1 — угол насыщения первого сердечника, определяемый по формуле

$$\cos \alpha_1 = \frac{B_0 - B_s}{B_s} = \cos (\alpha_2 + \pi); \qquad (V.13)$$

здесь B_0 — постоянная составляющая индукции, вызванная сигналом управления;

α_2 — угол насыщения второго сердечника.

Ток нагрузки достигает максимального значения при $\alpha = 0$:

$$I_{н\,max} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R_н} = \frac{U_{средн}}{R_н} = \frac{U}{1{,}11 R_н}; \qquad (V.14)$$

здесь U_m, U и $U_{средн}$ — соответственно амплитудное, действующее и среднее значения напряжения питания.

Влияние активного сопротивления R рабочей обмотки $w_р$, сопротивления выпрямителя в прямом направлении $R_в$ проявляется в уменьшении величины $I_{н\,max}$, т. е.

$$I_{н\,max} = \frac{2U_m}{\pi (R + R_н + R_в)} = \frac{U}{1{,}11 (R + R_н + R_в)}. \qquad (V.15)$$

Из равенства (V.11) для коэффициента усиления по току имеем

$$K_I = \frac{\Delta I_н}{\Delta I_у} = \frac{w_у}{w_р}. \qquad (V.16)$$

Коэффициент усиления по мощности определяется как отношение приращений мощности на выходе $\Delta P_н$ к мощности на входе $\Delta P_у$:

$$K_P = \frac{\Delta P_н}{\Delta P_у} = \frac{\Delta I_н^2 R_н}{\Delta I_у^2 R_у} = \frac{w_у^2 R_н}{w_р^2 R_у}. \qquad (V.17)$$

Максимальная величина мощности в нагрузке

$$P_{н\,max} = I_{н\,max}^2 R_н = \frac{U_{средн}^2}{R_н} \qquad (V.18)$$

возрастает с уменьшением $R_н$ при условии, что $R_н \gg R + R_в$, однако коэффициент усиления мощности (V.17) с уменьшением $R_н$ падает.

При этом

$$P_{\text{н max}} K_P = \frac{U^2_{\text{средн}} w^2_{\text{у}}}{R_{\text{у}} w^2_{\text{р}}} = \text{const}. \qquad \text{(V.19)}$$

Для идеального МУ произведение максимальной мощности на коэффициент усиления мощности является постоянной величиной и не зависит от сопротивления нагрузки.

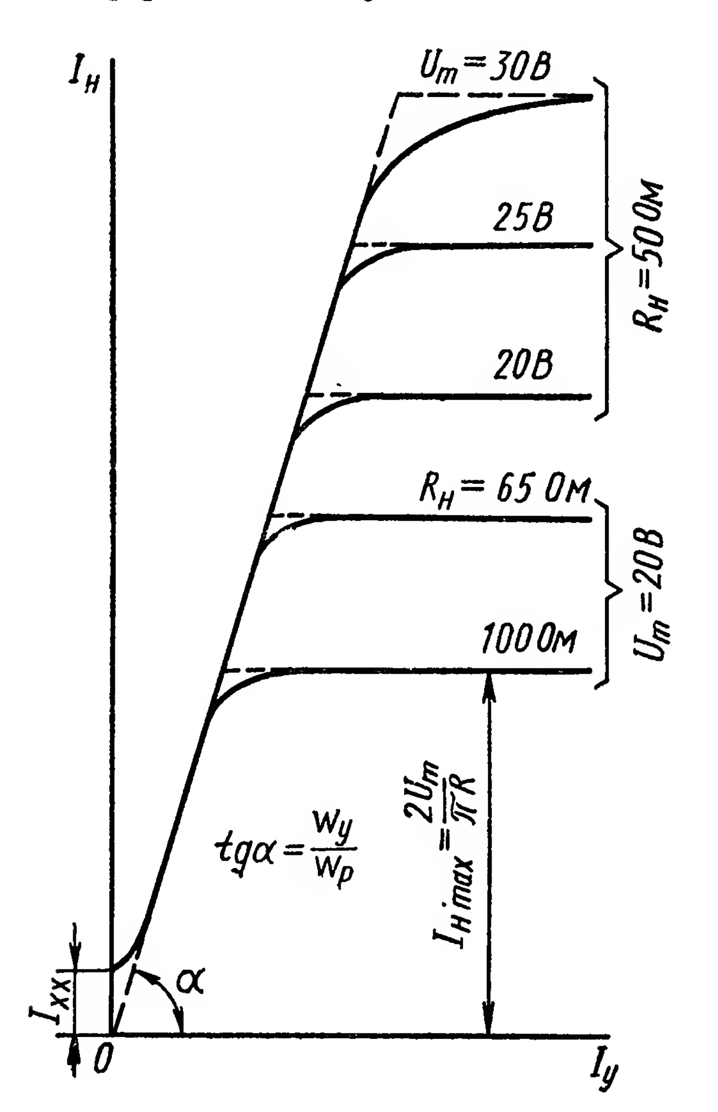


Рис. V.6. Характеристики магнитного усилителя при различных сопротивлениях нагрузки и напряжении источника питания:

$K_{\text{кр}}$ — коэффициент кратности; $P_{\text{н}}$ — мощность нагрузки; K_{P0} — коэффициент усиления по мощности при малом входном сигнале; η — к. п. д. усилителя

Для усилителя с выходом на переменном токе (выпрямитель отсутствует) представляет интерес действующее значение тока нагрузки

$$I = K_f I_{\text{н}} = K_f \frac{w_{\text{у}}}{w_{\text{р}}} I_{\text{у}}, \qquad \text{(V.20)}$$

где K_f — коэффициент формы переменного тока, зависящий от величины сигнала управления.

При максимальном входном сигнале, когда ток нагрузки имеет синусоидальную форму, $K_f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$. Поэтому

$$I_{\max} = 1,11_{\text{н max}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}\,(R_{\text{н}} + R)}. \qquad \text{(V.21)}$$

Для идеального МУ, работающего в режиме вынужденного намагничивания (большое сопротивление в цепи управления), справедливы уравнения (V.6), (V.9) с той лишь разницей, что ток в обмотках управления остается неизменным в течение всего периода питающего напряжения $i_2 = I_{\text{у}} = \text{const}$.

Особенности работы дросселя насыщения в режиме вынужденного намагничивания широко используются для построения двухтактных МУ и магнитных модуляторов, предназначенных для обнаружения и усиления весьма слабых сигналов постоянного тока.

Приведенные выше основные характеристики, полученные для идеальных усилителей, позволяют судить не только о свойствах реальных усилителей, но и пригодны для практических расчетов магнитных усилителей, выполненных по схемам рис. V.5, с сердечниками из сплавов с высокой магнитной проницаемостью.

На рис. V.6 приведена характеристика вход — выход усилителя (рис. V.5, *а*) с сердечниками из сплава 79НМ при различных сопротивлениях $R_{\text{н}}$ и напряжении источника питания U_m. Штриховыми линиями нанесены характеристики, вычисленные по формулам (V.11), (V.13), которые близки к действительным.

Наиболее существенное различие между идеальной и действительной характеристиками МУ состоит в том, что при $I_у = 0$ согласно формуле (V.11) $I_н = 0$, в то время как в действительности $I_н \neq 0$. Минимальное значение тока нагрузки называют током холостого хода $I_{хх}$. Поэтому для расчетов часто пользуются приближенной формулой [1]:

$$I_н = I_{хх} + K_F \frac{w_у}{w_р} I_у, \qquad (V.22)$$

где $K_F = K_I \frac{w_р}{w_у}$ — коэффициент усиления по намагничивающей силе, который близок к единице.

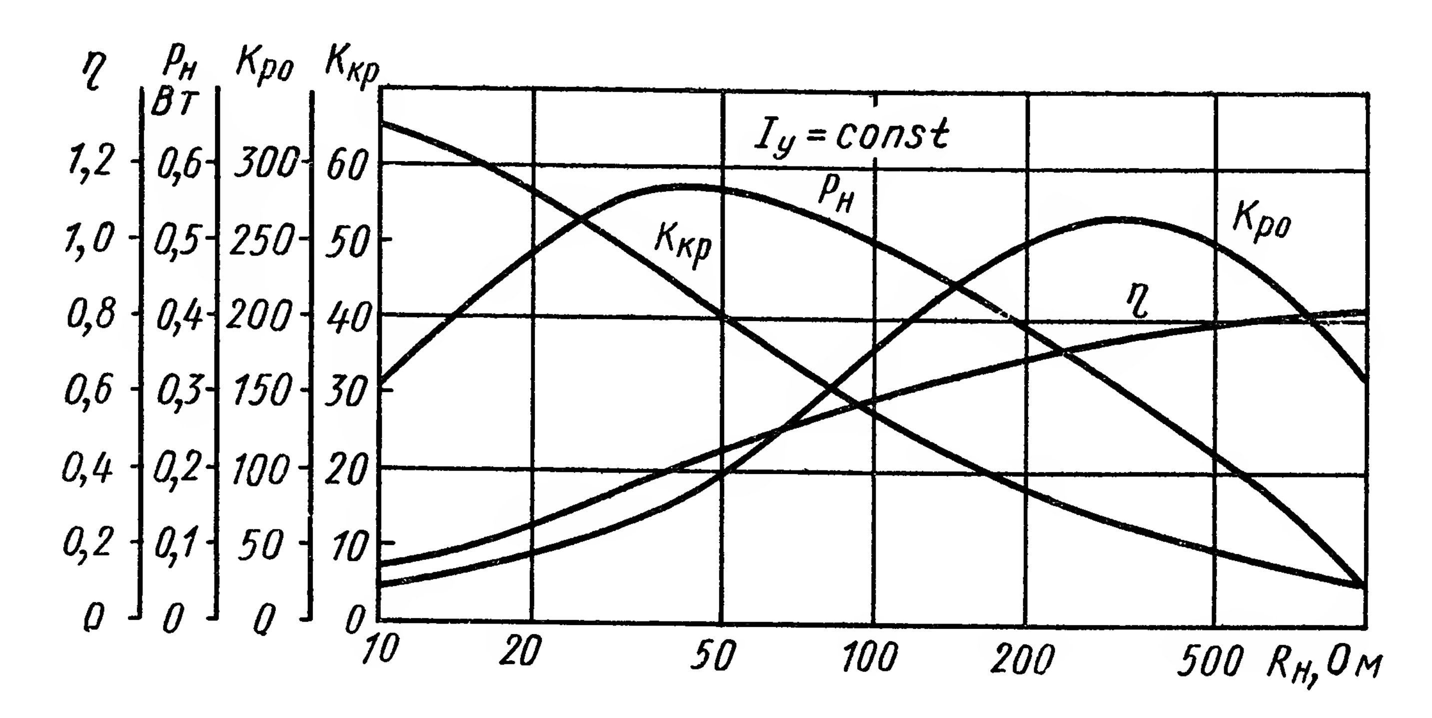


Рис. V.7. Влияние изменения сопротивления нагрузки на параметры МУ

Магнитные усилители характеризуются также коэффициентом кратности, представляющим отношение максимального тока $I_{н\,max}$ к величине $I_{хх}$:

$$K_{кр} = \frac{I_{н\,max}}{I_{хх}}. \qquad (V.23)$$

Коэффициент $K_{кр}$ связан с K_F приближенной формулой [1]:

$$K_F = \frac{K_{кр} - 1}{K_{кр} + \frac{\pi}{2}}.$$

При выбранных сердечниках величина $K_{кр}$ и другие характеристики усилителя существенным образом зависят от двух параметров: от переменной составляющей магнитной индукции B_{m0} (при $R_н = 0$) и от сопротивления нагрузки (отношения $R_н/w_р^2$).

Для схемы, приведенной на рис. V.5, *а*, величина B_{m0} связана с действующим значением напряжения питания формулой

$$U = 2 \cdot 4{,}44 f w_р S B_{m0}. \qquad (V.24)$$

На рис. V.7 показано влияние сопротивления $R_н$ на основные параметры усилителя при определенном и неизменном значении

сигнала $I_у = \text{const}$. Как видно, с ростом $R_н$ уменьшается $K_{кр}$, увеличивается к. п. д. η. Существенный интерес представляет коэффициент усиления мощности при слабых сигналах K_{P0} на линейном участке характеристики вход — выход. При увеличении $R_н$ величина K_{P0} сначала растет и при некотором значении $R_н$ достигает максимума. Значение $R_н$, при котором мощность на выходе максимальна, зависит от величины сигнала на выходе. Эта зависимость для рассматриваемого усилителя приведена на рис. V.8.

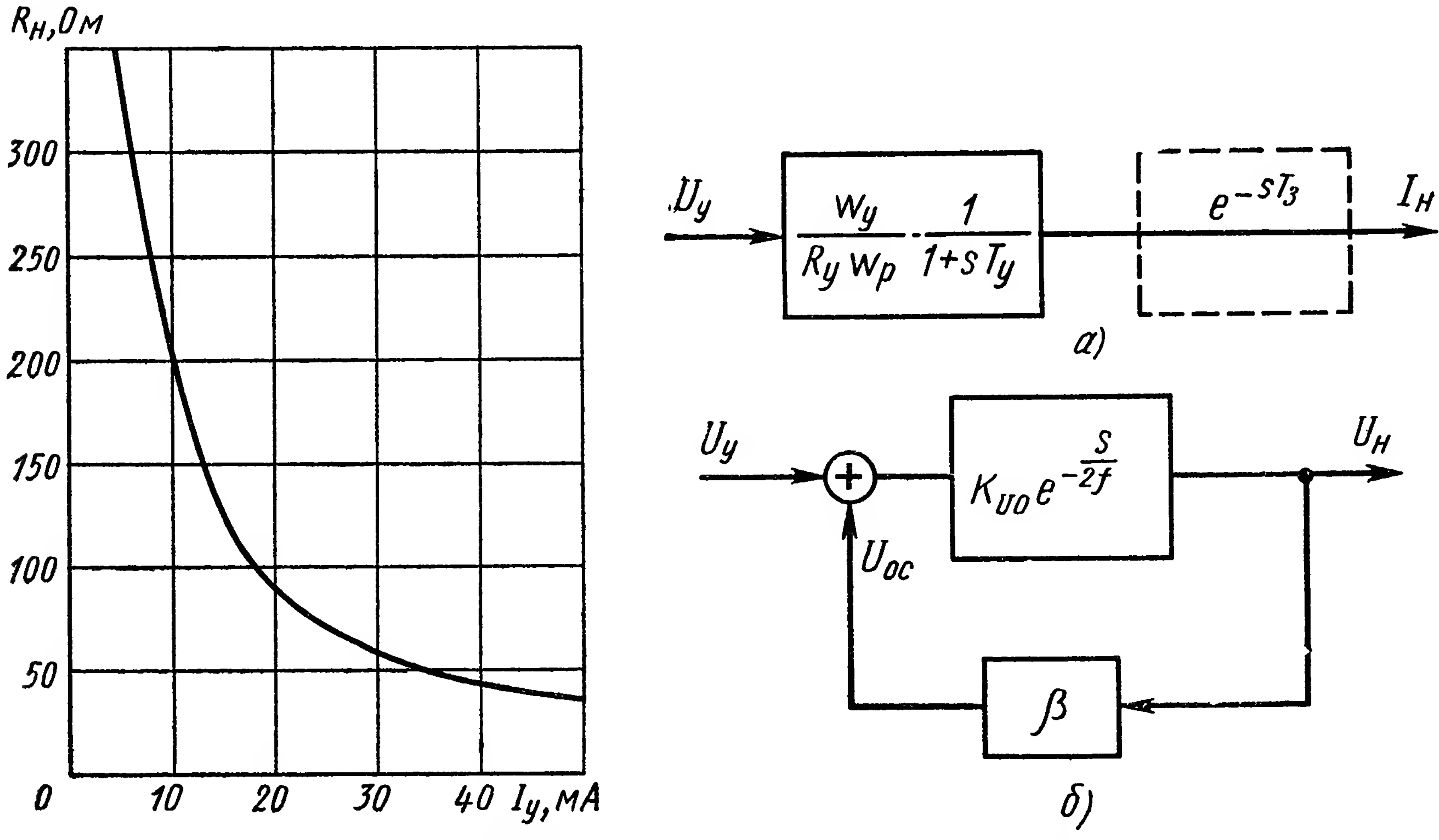


Рис. V.8. Характер зависимости $R_н = f(I_у)$, соответствующей $K_{P0\,max}$

Рис. V.9. Структурные схемы:

а — магнитного усилителя дроссельного типа; *б* — магнитного усилителя с самонасыщением

Оптимальное значение $R_н$ уменьшается примерно обратно пропорционально напряженности поля, создаваемого током управления $I_у$.

Одним из существенных недостатков МУ является их инерционность, обусловленная индуктивностью обмоток управления. Инерционность проявляется в том, что ток управления отстает во времени от напряжения, подаваемого на вход усилителя.

Структурная схема магнитного усилителя дроссельного типа с последовательно соединенными рабочими обмотками и активной нагрузкой изображена на рис. V.9, где штриховой линией показано звено, характеризующее запаздывание в цепи нагрузки, которое имеет место при $B_m < B_s$.

Для определения постоянной времени цепи управления $T_у$ и постоянной запаздывания $T_з$ рассмотрим процессы, происходящие в цепи управления МУ (рис. V.5, *а*) при скачкообразном входном сигнале и конечной величине входного сопротивления.

Изменение тока $I_у$ в цепи управления описывается уравнением

$$U_{вх} = i_у R_у + w_у S \frac{d(B_1 - B_2)}{dt} = i_у R_у + w_у S \frac{dB_0}{dt}, \qquad \text{(V.25)}$$

где $R_у$ — суммарное активное сопротивление цепи управления, включающее сопротивление обмотки $w_у$ и внутреннее сопротивление источника (датчика) сигнала $R_д$;

$B_0 = B_1 - B_2$ — постоянная составляющая индукции в сердечниках;

$U_{вх}$ — напряжение холостого хода на зажимах источника сигнала.

Напряжение на обмотке управления $w_у$

$$u_у = U_{вх} - i_у R_д. \quad (V.26)$$

При решении уравнения (V.26), вследствие отсутствия запаздывания в цепи нагрузки, зависимость B_0 от мгновенного значения $i_у$ в переходном режиме совпадает с зависимостью B_0 от $I_у$ в установившемся режиме [формула (V.12)]. Из формул (V.11), (V.12) и (V.13) имеем

$$B_0 = \pi B_s \frac{w_у R I_у}{w_р U_m}. \quad (V.27)$$

Подставляя выражение (V.27) в уравнение (V.25) и учитывая формулу (V.24), получим

$$T_у \frac{di_у}{dt} + i_у = \frac{T_у}{1 + \frac{R_д}{R_у}} \cdot \frac{di_у}{dt} + i_у = \frac{U_{вх}}{R_у}, \quad (V.28)$$

$$T_у = \frac{R w_у^2}{R_у w_р^2} \cdot \frac{1}{4f}, \quad (V.29)$$

где R — активное сопротивление рабочих обмоток усилителя;

$T_у$ — постоянная времени цепи управления.

Постоянная времени $T_у$ магнитного усилителя без обратной связи однозначно связана с коэффициентом усиления мощности K_P; отношение $K_P/T_у$, называемое добротностью усилителя G, является основной характеристикой идеального магнитного усилителя. Из формул (V.17) и (V.29) имеем

$$G = \frac{K_P}{T_у} = 4f \frac{R_н}{R_\Sigma} = 4f\eta,$$

где $\eta = \frac{R_н}{R_\Sigma}$ — к. п. д. цепи переменного тока.

Для данного типа усилителя, чем больше K_P, тем больше его постоянная времени. На инерционность усилителя оказывает влияние выбор режима работы. Так, при выборе рабочей индукции сердечников $B_m < B_s$ магнитного усилителя появляется дополнительное запаздывание нарастания тока $i_у$ при подаче выходного сигнала, определяемое по формуле [1]

$$T_з = \frac{2w_у S (B_s - B_m)}{U_{вх}}.$$

При $B_m \geqslant B_s$, а также при наличии начального тока I_{y0} в цепи управления или любой другой цепи (например, смещения) начальной задержки нарастания тока управления не будет.

Если пренебречь переходным процессом в цепи рабочих обмоток $w_р$, то, подставляя в уравнение (V.28) значение $I_у = \frac{I_н}{K_I} = \frac{U_н}{R_н K_I}$ для магнитного усилителя с несколькими обмотками управления, получим

$$\sum_{i=1}^{n} T_{уi} \frac{dU_н}{dt} + U_н = \sum_{i=1}^{n} K_{Ui} T_{вхi},$$

где $K_{Ui} = K_I \frac{R_н}{R_у}$ — коэффициент усиления по напряжению i-й цепи управления. Заметим, что при определении суммарной постоянной времени следует учитывать влияние цепи смещения и других замкнутых контуров, содержащих обмотки.

Характер переходного процесса магнитного усилителя зависит также от вида нагрузки, в особенности при включении нагрузки через выпрямитель (см. рис. V.5, *а*).

При активно-индуктивном сопротивлении нагрузки средняя за полупериод индуктивная составляющая напряжения на зажимах обмоток усилителя равна [5]

$$U_{Lсредн} = U_{средн} - \left[R I_{средн} + (R_в + R_н) I_н + L_н \frac{dI_н}{dt} \right],$$

где $U_{средн}$, $I_{средн}$, $I_н$ — соответственно средние за полупериод значения питающего напряжения, переменного тока и тока нагрузки.

Если постоянную времени цепи нагрузки обозначить $T_н = \frac{L_н}{R + R_н + R_в}$, а отношение $I_н / I_{средн} = m$, то с учетом уравнения (V.10) для рассматриваемого усилителя находим

$$U_{вх} = \frac{w_р}{w_у} \frac{R_у}{m} I_н + \frac{w_у R}{4 w_р f} \left(\frac{dI_н}{dt} + T_н \frac{d^2 I_н}{dt^2} \right).$$

Передаточная функция усилителя

$$W(s) = \frac{I_н(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{\frac{m w_у}{w_р R_у}}{1 + s m T_у + s^2 m T_у T_н}, \qquad (V.30)$$

где $T_у$ — постоянная времени цепи управления при активной нагрузке, определяемая по формуле (V.29).

Коэффициент m в формуле (V.30) является переменной величиной. Однако для приближенной оценки переходных процессов в усилителе можно принять для m значение, соответствующее установившемуся режиму. Тогда уравнение (V.30) можно переписать в виде

$$W(s) = \frac{w_у / w_р R_у}{T_н T_у (s - s_1)(s - s_2)}, \qquad (V.31)$$

где s_1 и s_2 — корни уравнения $s^2 + s\frac{1}{T_н} + \frac{1}{mT_уT_н} = 0$, т. е. $s_{1,2} = -\frac{1}{2T_н} \pm \frac{1}{2T_н}\sqrt{1 - \frac{4T_н}{mT_у}}$.

В зависимости от соотношения $T_н/T_у$ переходный процесс может иметь либо апериодический, либо колебательный характер. При $T_н < 0{,}25\, mT_у$ — процесс апериодический, при $T_н > 0{,}25\, mT_у$ — колебательный.

Умножая правую часть (V.31) на сопротивление нагрузки $R_н + sL_н$, получим передаточную функцию усилителя относительно напряжения на нагрузке

$$W(s) = \frac{U_н(s)}{U_{вх}(s)} = K_U \frac{1 + s\frac{T_н}{\eta}}{1 + smT_у + s^2 mT_уT_н},$$

где $K_U = \frac{mw_уR_н}{w_рR_у}$ и $\eta = \frac{R_н}{R + R_в + R_н}$ — соответственно коэффициент усиления по напряжению и к. п. д. цепи нагрузки.

При резком изменении входного напряжения падение напряжения на индуктивной нагрузке, включенной через выпрямитель, может значительно превышать ту величину, которая была бы при чисто активной нагрузке, т. е. $U_н = I_{средн}R_н$. Это объясняется тем, что при быстром изменении напряжения на выпрямителе полное сопротивление индуктивной нагрузки вследствие влияния э. д. с. самоиндукции будет больше ее активного сопротивления. Такая форсировка имеет место не только в магнитных усилителях, но и в любом выпрямителе, включенном на активно-индуктивную нагрузку. Заметим, что повышение напряжения на нагрузке в переходной период может в значительной степени снизить запаздывание в цепи нагрузки по сравнению с расчетным значением постоянной времени $T_н$. При емкостной нагрузке, в отличие от эффекта форсировки нарастания напряжения на индуктивной нагрузке, происходит эффект увеличения времени переходного процесса.

4. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С САМОНАСЫЩЕНИЕМ

Рассмотренные выше однотактные магнитные усилители без обратной связи применяются для измерения больших токов, а также в качестве разделительных трансформаторов во входных цепях усилителей постоянного тока, управляемых ограничителей максимального тока, для управления вращающим моментом электродвигателя постоянного тока, в качестве цифроаналоговых преобразователей и др. [3, 5, 6]. Наиболее широкое применение нашли магнитные усилители с обратной связью. В магнитных усилителях различают обратные связи: положительную и отрицательную, магнитную и электрическую, внешнюю и внутреннюю. На рис. V.10 показаны схемы МУ с внешней обратной связью, которые характеризуются наличием дополнительной цепи обратной связи между выхо-

дом и входом через общую обмотку управления (рис. V.10, *а*). Дополнительные обмотки обратной связи $w_{ос}$ включены аналогично обмоткам управления и индуктивно связаны с ними (рис. V.10, *б*). В схеме рис. V. 10, *б* осуществлена обратная связь по току. Сопротивление нагрузки может быть включено в цепи постоянного тока через выпрямитель, соединенный последовательно с обмотками $w_{ос}$ или в цепи переменного тока (на рис. V.10, *б*; $Z_н$ показано штриховыми линиями).

На рис. V.10, *в* приведена схема усилителя с обратной связью по напряжению. Здесь ток, поступающий в обмотку обратной связи

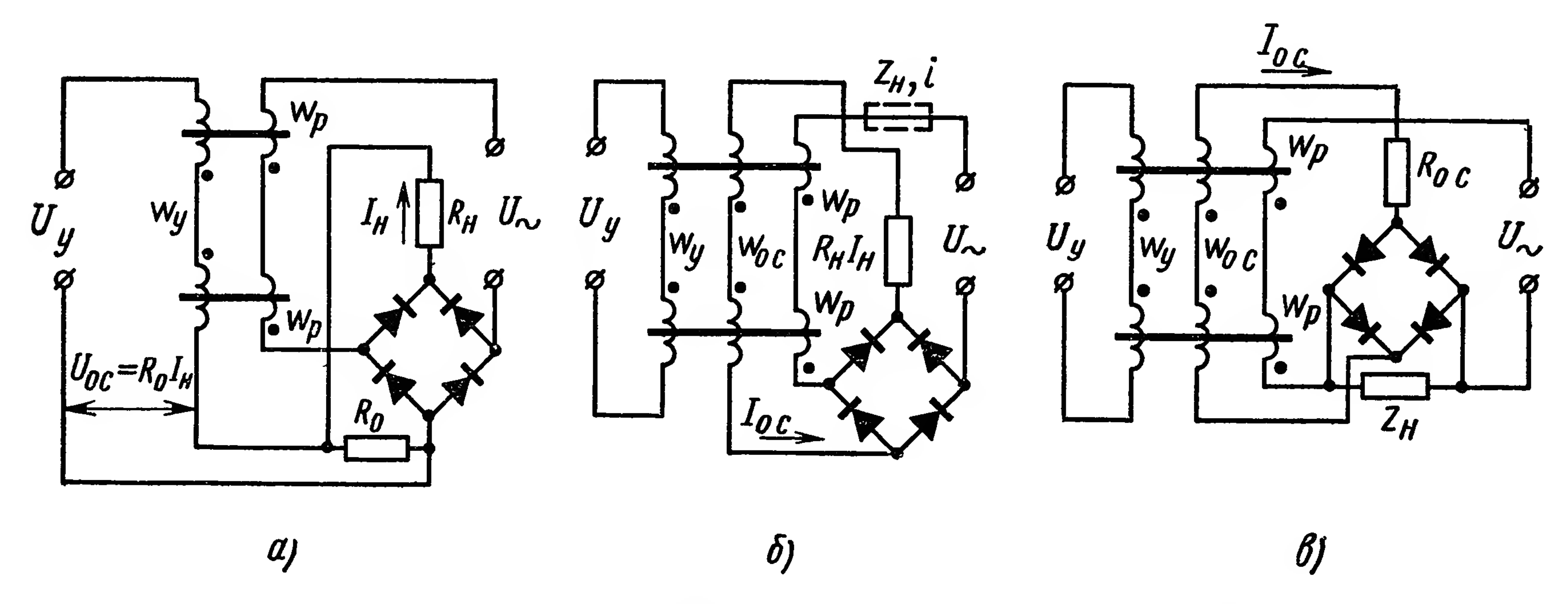


Рис. V.10. Схемы МУ с внешней обратной связью:

а — на общую обмотку управления; *б* — обратная связь по току; *в* — обратная связь по напряжению

$w_{ос}$, пропорционален напряжению на нагрузке $Z_н$, которое предварительно выпрямляется выпрямителем.

Если ток $I_{ос}$ или напряжение $U_{ос}$ усиливают действие сигнала $I_у$, то имеем положительную обратную связь, а при ослаблении действия сигнала — имеем отрицательную обратную связь. Преимущественное применение получили усилители с магнитной обратной связью вследствие своей большой гибкости и устранения гальванической связи между цепью управления и цепью нагрузки.

Действие обратной связи характеризуется коэффициентом обратной связи, который определяется как отношение приращения напряженности поля обратной связи $\Delta H_{ос}$, обусловленного током обратной связи к соответствующему приращению среднего значения переменной составляющей напряженности поля $\Delta H_{\sim средн}$, т. е.

$$K_{ос} = \frac{\Delta H_{ос}}{\Delta H_{\sim средн}}. \qquad (V.32)$$

Применительно к схеме, показанной на рис. V.10, *б*, $K_{ос} = \frac{w_{ос}}{w_р}$.

Статическая характеристика магнитного усилителя с внешней положительной обратной связью для различных значений $K_{ос}$ показана на рис. V.11, *а*. Так как напряженность поля управления

при наличии обратной связи представляет алгебраическую сумму поля сигнала и поля обратной связи, т. е.

$$H_{у} = H_{сигн} \mp H_{ос}, \qquad (V.33)$$

то построение характеристики усилителя $I_{н} = f(H_{у})$ сводится к графическому определению разности (суммы) отрезков на оси абсцисс, соответствующих напряженности поля сигнала и обратной связи. Точка A на характеристике $I_{н} = f(H_{у})$ перемещается

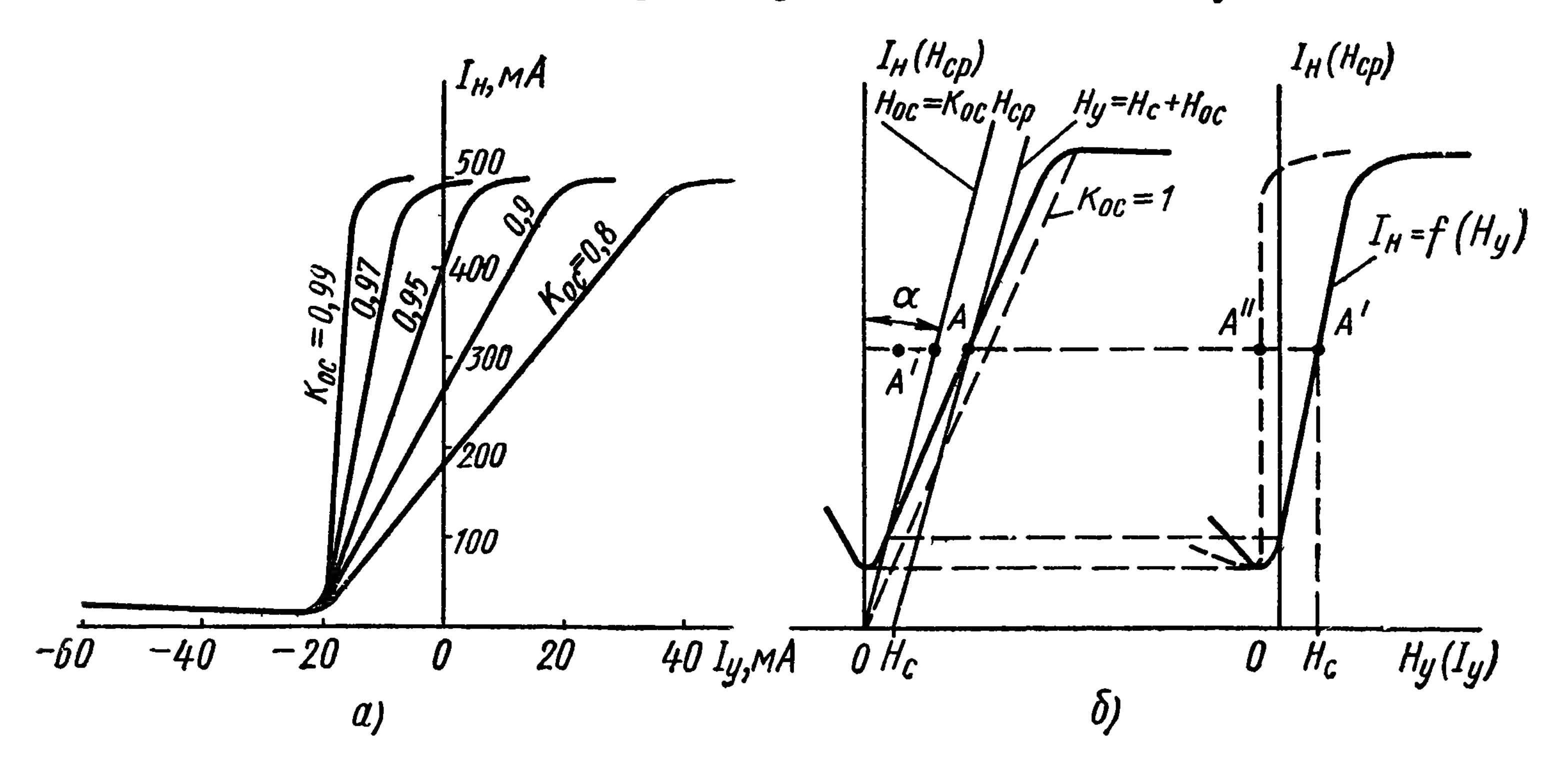


Рис. V.11. Статические характеристики магнитных усилителей с обратной связью:

а — при различных значениях коэффициента обратной связи $K_{ос}$; *б* — графическое построение характеристики усилителя с обратной связью; угол наклона характеристики обратной связи $\alpha = \mathrm{arctg}\ K_{ос}$

влево на величину сигнала обратной связи и попадает в точку A'. Такое построение выполнено на рис. V.11, *б*.

Для коэффициента усиления по току усилителя с обратной связью имеем

$$K_{Iос} = \frac{K_I}{1 \mp K_{ос}}, \qquad (V.34)$$

где K_I — коэффициент усиления по току без обратной связи. В формуле (V.34) знак плюс соответствует отрицательной обратной связи, знак минус — положительной.

Применительно к схеме, изображенной на рис. V.10, *б*,

$$K_{Iос} = \frac{w_{у}}{w_{р} \mp w_{ос}}. \qquad (V.35)$$

В соответствии с формулой (V.34) при $K_{ос} = 1$, в случае положительной обратной связи точка A' переместится в точку A'' и $K_{I\,ос} = \infty$. При $K_{ос} > 1$ магнитный усилитель превращается в бесконтрольное реле с петлеобразной (релейной) характеристикой, показанной на рис. V.11, *б*, штриховой линией.

Положительная обратная связь в МУ может быть осуществлена также за счет протекания постоянной составляющей тока нагрузки

через рабочие обмотки $w_р$ сердечников усилителя, например, по схеме, показанной на рис. V.12. Обратную связь, осуществляемую путем включения однополупериодного выпрямителя последовательно с каждой рабочей обмоткой $w_р$ усилителя, называют внутренней обратной связью. Так как однополупериодный выпрямленный (полупериодный) ток в рабочих обмотках усилителя стремится насытить сердечники усилителя даже при отсутствии входного сигнала, то усилители, изображаемые на рис. V.12, получили название усилителей с самонасыщением.

Схему на одном сердечнике (рис. V.12, *а*) можно рассматривать как типовой элемент, из которого обычно составляются более слож-

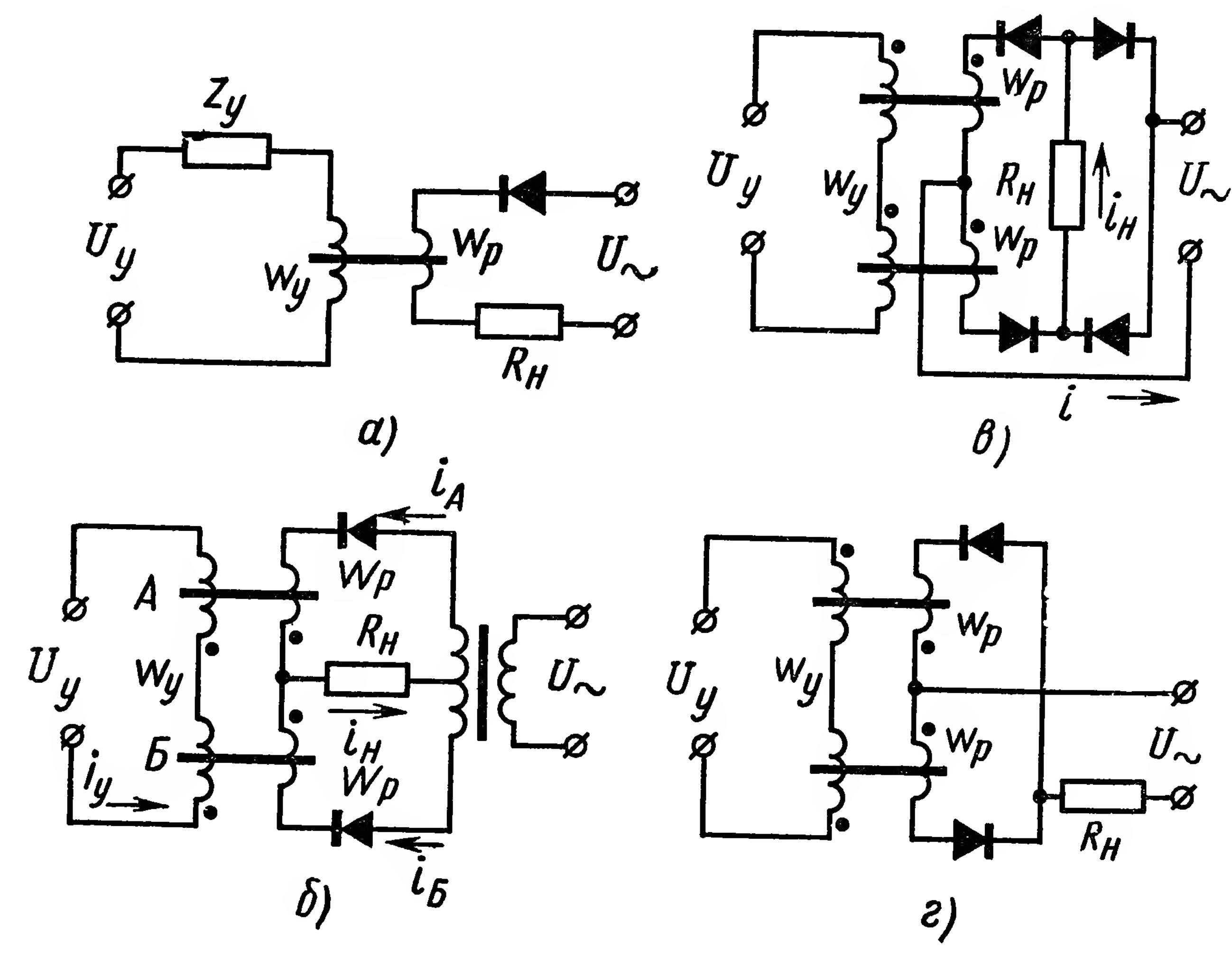


Рис. V.12. Основные схемы магнитных усилителей с внутренней обратной связью (самонасыщением)

ные схемы МУ с самонасыщением. Эту схему применяют и самостоятельно, главным образом в многокаскадных усилителях и для построения логических элементов. Схема с выходом на постоянном токе (рис. V.12, *б*) является иллюстрацией применения двух простейших элементов (рис. V.12, *а*) для образования двухполупериодного усилителя. По своим характеристикам схема, показанная на рис. V.12, *в*, аналогична схеме, приведенной на рис. V.12, *б*, с той лишь разницей, что в первой из них сопротивление $R_н$ шунтируется диодами. Это уменьшает возможность возникновения релейного режима при работе усилителя на индуктивную нагрузку. Кроме того, упрощается конструкция трансформатора (иногда он может быть исключен совсем), тогда как в усилителе (рис. V.12, *б*) вторичная обмотка трансформатора имеет среднюю точку и для работы схемы трансформатор принципиально необходим. В схеме (рис. V.12, *г*) нагрузка $R_н$ включена в цепь переменного тока.

При включении диода последовательно с рабочей обмоткой $w_р$ усилителя с самонасыщением напряжение питания оказывается приложенным к этой обмотке лишь в течение одного полупериода, который называется рабочим полупериодом. В этом полупериоде изменение магнитного состояния ненасыщенного сердечника практически происходит под действием одного лишь напряжения сети в соответствии с законом электромагнитной индукции, так как можно пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении

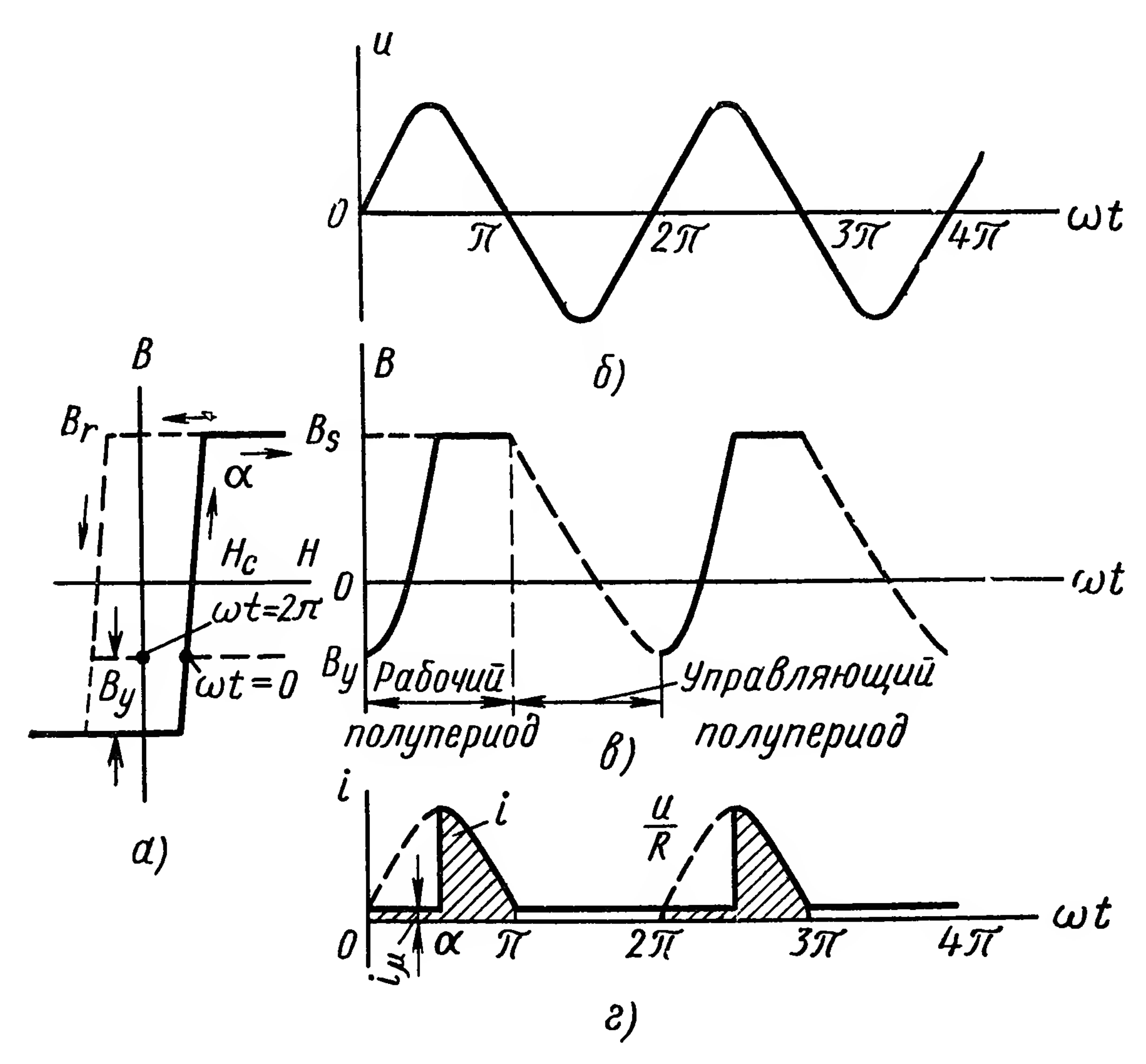


Рис. V.13. Изменение во времени индукции и тока нагрузки в рабочем полупериоде усилителя по схеме рис. V.12, *а*

$R_н$ цепи переменного тока по сравнению с напряжением $u_L = w_р \frac{d\varphi}{dt}$ на обмотке $w_р$ ненасыщенного сердечника.

В следующем полупериоде вентиль как бы отсекает источник питания от обмотки $w_р$ рассматриваемого сердечника и изменение его магнитного состояния происходит под воздействием напряжения, приложенного к зажимам управляющей цепи. Поэтому этот полупериод называется управляющим.

Рассмотрим процессы рабочих полупериодов, протекающие в схеме (рис. V.12, *а*) с активной нагрузкой при следующих допущениях: 1) сердечники усилителя имеют «прямоугольную» петлю гистерезиса (рис. V.13, *а*; $B = B_r = B_s$, а производная $\left.\frac{dB}{dt} = 0\right)$; 2) диоды имеют бесконечно большое обратное и постоянное прямое сопротивления $R_в$.

В цепи управления схемы (рис. V.12, *а*) включено достаточно большое активное сопротивление $Z_у$, исключающее появление пере-

менного тока в цепи управления в результате наличия трансформаторной связи между обмотками $w_р$ и $w_у$. В рабочем полупериоде для цепи нагрузки справедливо уравнение

$$w_р S \frac{dB}{dt} + R_\Sigma i = u = U_m \sin \omega t, \tag{V.36}$$

где $u = U_m \sin \omega t$ — питающее напряжение (рис. V.13, *б*);
B — индукция в сердечнике;
S — площадь сердечника;
$R_\Sigma = R + R_н + R_в$ — суммарное, активное сопротивление цепи, состоящее из сопротивления нагрузки $R_н$, сопротивления рабочей обмотки R и прямого сопротивления диода $R_в$. До насыщения сердечника величина тока i определяется, как и для обычного трансформатора, формулой (V.6). При этом обычно можно пренебречь падением напряжения $R_\Sigma i$. Интегрируя уравнение (V.36), получим

$$B = B_у + B_m (1 - \cos \omega t), \tag{V.37}$$

где $B_m = \frac{U_m}{\omega w S}$;
$B_у$ — значение индукции в сердечнике к началу рабочего полупериода, т. е. при $t = 0$.

На рис. V.13, *в* сплошной линией показано изменение индукции в рабочем полупериоде, которая увеличивается в соответствии с формулой (V.37) до значения $B = B_s$ при $\omega t = \alpha$. Подставляя указанные значения в формулу (V.37), получим

$$\cos \alpha = 1 - \frac{B_s - B_у}{B_m}. \tag{V.38}$$

Угол α, при котором $B = B_s$, называется углом насыщения. После насыщения сердечника $\frac{dB}{dt} = 0$ и для тока нагрузки имеем

$$i = \frac{U_m \sin \omega t}{R_\Sigma}. \tag{V.39}$$

Ток, определяемый этой формулой, протекает до $\omega t = \pi$ (рис. V. 13, *г*). При $\omega t > \pi$ напряжение питания изменяет полярность и диод запирает цепь переменного тока до значения $\omega t = 2\pi$. В этот полупериод, называемый управляющим, под действием поля управления индукция изменяется от установившегося значения B_s до $B_у$. Штриховой линией на рис. V.13, *в* показано изменение индукции.

Среднее значение тока нагрузки

$$I_{средн} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{U_m \sin \omega t}{R_\Sigma} + i'_\mu \right) d\omega t, \tag{V.40}$$

где i'_μ — намагничивающий ток ненасыщенного сердечника.

После интегрирования получим

$$I_{н}=I_{\mu}+0{,}5\frac{U_m}{\pi R_{\Sigma}}(1+\cos\alpha), \qquad (V.41)$$

где I_{μ} — составляющая тока нагрузки, обусловленная током i'_{μ}.

Пренебрегая I_{μ} и заменяя $\cos\alpha$ в соответствии с формулой (V.38), для тока нагрузки имеем

$$I_{н}=0{,}5\frac{U_m}{\pi R_{\Sigma}}\left(2-\frac{B_s-B_{у}}{B_m}\right). \qquad (V.42)$$

Формула (V.42) справедлива и для двухполупериодных схем (рис. V.12), если увеличить правую часть вдвое. Она показывает, что величина тока (или напряжения) на выходе магнитного усилителя не зависит от процесса установления $B_{у}$ в управляющем полупериоде и зависит лишь от значения $B_{у}$, устанавливаемого в конце управляющего полупериода.

Если выбрать величину питающего напряжения так, чтобы $B_m = B_s$, то формула (V.42) упрощается и для двухполупериодного усилителя (рис. V.12, *б—г*) получим

$$I_{н}=\frac{U_m}{\pi R_{\Sigma}}(1+\cos\alpha)=\frac{U_m}{\pi R_{\Sigma}}\left(1+\frac{B_{у}}{B_s}\right). \qquad (V.43)$$

Для двухполупериодных схем (рис.V.12, *б—г*), имеющих два сердечника *А* и *Б*, в первом полупериоде ($0\leqslant\omega t\leqslant\pi$) для сердечника *А* имеет место рабочий полупериод, а для сердечника *Б* — управляющий полупериод.

Для постоянной составляющей тока управления можно получить

$$I_{у}=\frac{1}{\pi}\int\limits_0^{\pi} i_{у}\,d\omega t=\frac{1}{\pi}\left[\int\limits_0^{\alpha}\frac{-H_{сд}l}{w_{у}}\,d\omega t+\int\limits_{\alpha}^{\pi}\frac{-H_{с}l}{w_{у}}\,d\omega t\right]=$$

$$=-I_{с}\left[1+\frac{\alpha}{\pi}\left(\frac{H_{сд}}{H_{с}}-1\right)\right]. \qquad (V.44)$$

Пренебрегая влиянием намагничивающего тока I_{μ} в цепи нагрузки, из выражений (V.42) и (V.44) находим для двухполупериодного усилителя

$$\frac{I_{н}}{I_{н\max}}=0{,}5\,(1+\cos\alpha)=0{,}5\left[1+\cos\pi\frac{1+I_{у}/I_{с}}{H_{сд}/H_{с}-1}\right], \qquad (V.45)$$

где максимальное значение тока нагрузки

$$I_{н\max}=\frac{2}{\pi}\cdot\frac{U_m}{R_{\Sigma}}; \qquad (V.46)$$

$H_{сд}$ и $H_{с}$ — значения динамической и статической коэрцитивной силы, соответствующие токам $I_{сд}$ и $I_{с}$.

Формула (V.45) справедлива лишь для значений $I_{у}\leqslant -I_{с}$. При $I_{у} > -I_{с}$ ток нагрузки $I_{н} = I_{н\max}$.

На рис.V.14 приведены характеристики, вычисленные по формуле (V.45) для различных значений отношения $H_{сд}/H_с$.

Если петля гистерезиса имеет прямоугольную форму, т. е. если $\mu_д = \mu = \infty$ при $H_{сд} = H_с$, усилитель имеет бесконечно большое усиление по току. Для намагничивающего тока i_μ в соответствии с формулой (V.5) имеем

$$i'_\mu = \frac{H_{сд} l}{w_р} = \frac{w_у}{w_р} \mid i_у \mid = 2\frac{H_{сд} l}{w_р}. \quad \text{(V.47)}$$

Его среднее значение за полупериод

$$I_\mu = \frac{1}{\pi}\int_0^\alpha i'_\mu \, d\omega t = 2\frac{\alpha}{\pi} \cdot \frac{H_{сд} l}{w_р}. \quad \text{(V.48)}$$

Подставляя в формулу (V.48) значение $\alpha = \pi$, получим минимальное значение тока на выходе усилителя

$$I_{\text{н} \min} = I_\mu(\alpha + \pi) = 2\frac{H_{сд} l}{w_р} = 2 I_{сд}\frac{w_у}{w_р}.$$

Среднее значение коэффициента усиления по току для всей характеристики усилителя (при изменении входного сигнала от $I_у = -I_с$ до $I_у = -\frac{H_{сд} l}{w_у} = -I_{сд}$)

$$K_{I\text{средн}} = \frac{I_{\text{н} \max} - I_{\text{н} \min}}{I_{сд} - I_с} = \frac{2(K_{кр} - 1)}{(1 - H_с/H_{сд})} \cdot \frac{w_у}{w_р}, \quad \text{(V.49)}$$

где коэффициент кратности, показывающий, во сколько раз изменяется ток на выходе усилителя,

$$K_{кр} = \frac{I_{\text{н} \max}}{I_{\text{н} \min}} = \frac{U_m w_р}{\pi R_\Sigma l H_{сд}} = \frac{U_m}{\pi R_\Sigma I_{сд}} \cdot \frac{w_р}{w_у}. \quad \text{(V.50)}$$

Из уравнения (V.49) видно, что при данном отношении $H_{сд}/H_с$ коэффициент усиления по току растет прямо пропорционально отношению чисел витков $w_у/w_р$ и коэффициенту кратности $K_{кр}$.

На рис. V.15 приведена полная характеристика вход—выход магнитного усилителя с самонасыщением. Участок, расположенный правее точки A, является основной рабочей областью МУ и характеризуется наличием положительной обратной связи. Линейный участок, расположенный левее точки A, соответствует току управления $I_у \leqslant -I_с$ и характеризуется наличием отрицательной обратной связи.

Для тока нагрузки на этом участке характеристики вход — выход имеем [5]

$$I_н = \left[\frac{\alpha}{\pi}(I_{сд} - I_с) + I_с - I_у\frac{w_у}{w_р}\right., \quad \text{(V.51)}$$

где $I_{сд}$ и $I_с$ — значения тока управления, соответствующие динамической и статической коэрцитивным силам.

На участке $АБ$ ($I_у \leqslant -I_{сд}$) магнитный усилитель имеет небольшой, но достаточно стабильный коэффициент усиления по току

$$K_I = \left| \frac{dI_н}{dI_у} \right| \approx \frac{w_у}{w_р}, \tag{V.52}$$

который практически не зависит от величины питающего напряжения или сопротивления нагрузки.

Последовательно с обмоткой управления включается дополнительное активное или индуктивное сопротивление такой величины, при которой можно считать, что в любой момент времени величина

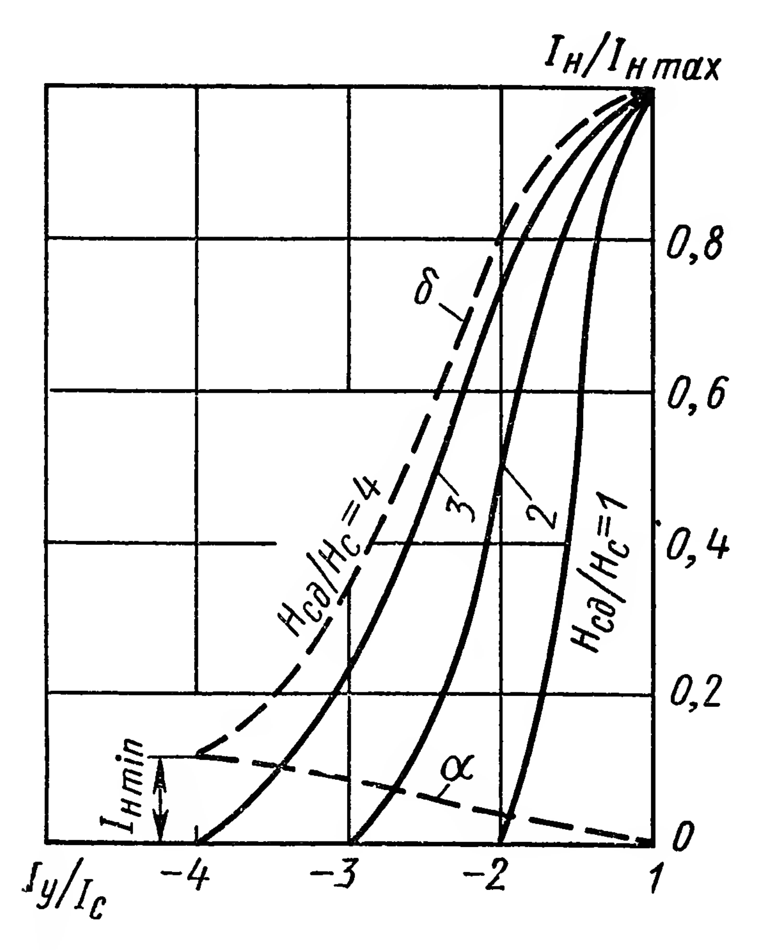


Рис. V.14. Теоретическая характеристика вход — выход МУ в зависимости от отношения $H_{сд}/H_с$

Рис. V.15. Характеристика магнитного усилителя вход — выход

тока в цепи управления определяется лишь управляющим сигналом и не зависит от э. д. с., индуктируемых в обмотках $w_у$ усилителя, т. е.

$$i_у = I_у = \frac{E_у}{R_у + R_д}, \tag{V.53}$$

где $R_д$ — дополнительное сопротивление, включенное в цепи управления.

Характерной особенностью МУ с самонасыщением является разделение во времени процесса изменения индукции в сердечниках под действием сигнала управления (полупериод записи или управляющий период) и процесса «опроса» сердечника (полупериод считывания или рабочий полупериод), при котором на выходе усилителя появляется напряжение, пропорциональное уровню намагниченности сердечника, достигнутому в полупериоде записи. При этом от полупериода к полупериоду имеет место дискретный (т. е. скачкообразный) характер изменения среднего значения напряжения на выходе усилителя. На рис. V.16, *б* приведена диаграмма

напряжения $U_{вых}$ на выходе усилителя по схеме, показанной на рис. V.16, *в*, в переходном процессе, возникающем после скачкообразного изменения входного сигнала (рис. V.16, *а*). По мере увеличения числа периодов приращение выходного напряжения (заштрихованная часть полупериода на рис. V.16, *б*) уменьшается до тех пор, пока выходное напряжение не достигнет установившегося значения.

Обозначим через $u[n]$, $U_{вых}[n]$, $i_н[n]$, $e_у[n]$ и $i_у[n]$ соответственно средние значения питающего напряжения, выходного

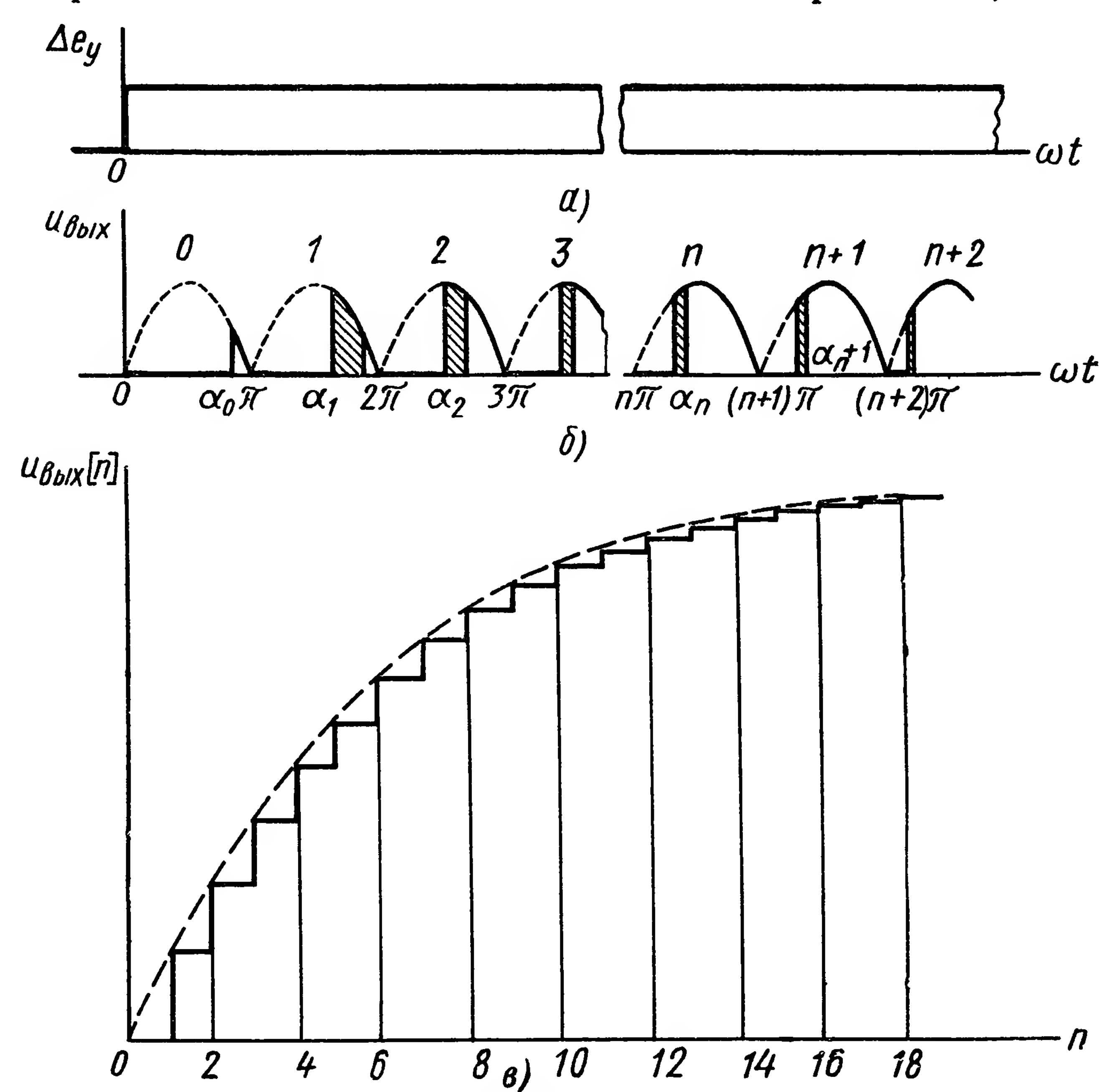


Рис. V.16. Характер изменения выходного напряжения магнитного усилителя с самонасыщением

напряжения, тока нагрузки, напряжения сигнала и тока управления в n-м полупериоде, где

$$u[n] = \frac{1}{\pi} \int_{n\pi}^{(n+1)\pi} U_m \sin \omega t \, d\omega t; \qquad (V.54)$$

$$u_{вых}[n] = \eta u_н[n] = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha n}^{(n+1)\pi} U_m \sin \omega t \, d\omega t; \qquad (V.55)$$

. . . .

$$i_y[n] = \frac{1}{\pi} \int_{n\pi}^{(n+1)\pi} i_у \, d\omega t. \qquad (V.56)$$

На рис. V.16, *в* показана зависимость $u_{вых}[n] = f[n]$, соответствующая переходному процессу, изображенному на рис. V.16, *б*. При $n \to \infty$ получим $u_{вых}[n] = U_{вых}$ — установившееся значение напряжения.

Для магнитного усилителя с самонасыщением выходное напряжение $U_{вых}$ однозначно определяется углом насыщения α сердечников и индукцией $B_у$, устанавливающейся в сердечниках в управляющих полупериодах под действием входного сигнала. Иными словами, усилитель с самонасыщением можно рассматривать как генератор напряжения, среднее значение которого найдем из формул (V.41) или (V.42):

$$U_{вых} = I_н R_н = U_{вых\,max} \times \times \frac{1+\cos\alpha}{2} = U_{вых\,max}\left(1 - \frac{B_s - B_у}{2B_m}\right), \qquad (V.57)$$

где $U_{вых\,max}$ — среднее значение выходного напряжения;

$U_{вых\,max} = \frac{U_m}{\pi}$ — для однополупериодного усилителя (см. рис. V.12, *а*);

$U_{вых\,max} = \frac{2U_m}{\pi}$ — для двухполупериодных усилителей.

В установившемся режиме $e_у[n] = R_у i_у[n] = R_у I_у$. В переходном режиме равенство нарушается. При этом для магнитного усилителя с самонасыщением приращение его выходного напряжения за один полупериод $U_{вых}[n+1] - U_{вых}[n]$ равно разности напряжений $e_у[n] - R_у i_у[n]$ в предыдущем полупериоде, приведенных к нагрузке [2], т. е.

$$U_{вых}[n+1] - U_{вых}[n] = (e_у[n] - R_у i_у[n])\frac{w_р}{w_у}. \qquad (V.58)$$

Если в усилителе нет замкнутых контуров, индуктивно связанных с цепью управления и вызывающих дополнительную задержку переходного процесса, то

$$U_н[n] = \eta U_{вых}[n] = U_0 + K_U R_у i_у[n-1], \qquad (V.59)$$

где U_0 — начальное значение напряжения на выходе усилителя;

K_U — коэффициент усиления по напряжению; в соответствии с формулой (V.59) среднее значение тока управления в $[n-1]$-м управляющем полупериоде $i_у = [n-1]$ определяет величину напряжения на нагрузке в n-м полупериоде $u_н[n]$ как в установившемся, так и в переходном режимах.

Совместное решение разностных уравнений (V.58) и (V.59) определяет выходное напряжение усилителя в переходном режиме при любом законе изменения входного сигнала и любых начальных условиях:

$$u_н[n] = \left(1 + \frac{1}{K^*}\right)^{-n}\left\{u_н[0] - U_0 + U_0\left(1 + \frac{1}{K^*}\right)^n + \right. \left. + \eta\frac{w_р}{w_у}\sum_{m=0}^{n-1}\left(1 + \frac{1}{K^*}\right)^n e_у[m]\right\}. \qquad (V.60)$$

Здесь коэффициент усиления по полному выходному напряжению $U_{вых}$, приведенный к одинаковому числу витков рабочей и управляющей обмоток [7],

$$K^* = \frac{K_U w_у}{\eta w_р}. \qquad (V.61)$$

При подаче на вход усилителя сигнала в виде скачка напряжения ($e_у[n] = E_у$ при $n \geqslant 0$), принимая $u_н[0] = U_0$, из формулы (V.60) найдем

$$u_н[n] = U_0 + K_U E_у \left[1 - \left(1 + \frac{1}{K^*}\right)^{-n}\right]. \qquad (V.62)$$

Задавая n значения 0, 1, 2, 3 ... и т. д., достаточно просто построить переходный процесс, показанный на рис. V.16, *в*.

При равных значениях K^* переходный процесс в МУ протекает одинаково независимо от конструктивных особенностей и мощности усилителей и затухает тем быстрее, чем меньше K^*. Однако во всех случаях независимо от величины K^* и сигнала $E_у$ выходное напряжение в течение первого полупериода после изменения входного сигнала сохраняет свое первоначальное значение U_0.

Член формулы (V.62), заключенный в круглых скобках, может быть представлен в виде

$$\left(1 + \frac{1}{K^*}\right)^{-n} = e^{-n \ln\left(1 + \frac{1}{K^*}\right)} = e^{-\frac{n}{T}}, \qquad (V.63)$$

где T — постоянная времени МУ, измеряемая числом полупериодов питающего напряжения,

$$T = \frac{1}{\ln\left(1 + \frac{1}{K^*}\right)} = \frac{1}{\ln\left(1 + \frac{w_р \eta}{w_у K_U}\right)}. \qquad (V.64)$$

Тогда уравнение переходного процесса (V.62) может быть записано в виде

$$u_н[n] = U_0 + K_U E_у \left(1 - e^{-\frac{n}{T}}\right). \qquad (V.65)$$

Для магнитных усилителей часто отношение $\frac{w_р \eta}{w_у K_U} \ll 1$ и $\ln\left(1 + \frac{w_р \eta}{w_у K_U}\right) \approx \frac{w_р \eta}{w_у K_U}$, в этом случае

$$T = \frac{K_U w_у}{\eta w_р} = K^*. \qquad (V.66)$$

Поскольку длительность переходного процесса много больше длительности полупериода питающего напряжения, часто пренебрегают запаздыванием на полупериод и характеризуют усилитель как инерционное звено, имеющее постоянную времени

$$T_у = \frac{T}{2f} = \frac{K_U w_у}{2f \eta w_р}. \qquad (V.67)$$

Значения времени, соответствующие отдельным дискретным значениям n, определяются формулой $t=\frac{n}{2f}$. Подставляя $n=2ft$ в формулу (V.65), получим обычное выражение для временной характеристики усилителя как инерционного звена без запаздывания:

$$u_{\text{н}}(t)=U_0+K_U E_{\text{у}}\left(1-e^{-\frac{t}{T_{\text{у}}}}\right). \tag{V.68}$$

Это уравнение описывает огибающую ступенчатой кривой (на рис. V.16, *в* показана штриховой линией) и соответствует передаточной функции вида

$$W(s)=\frac{u_{\text{н}}(s)}{e_{\text{у}}(s)}=K_U\frac{1}{1+sT_{\text{у}}}. \tag{V.69}$$

Следует подчеркнуть, что при исследовании устойчивости замкнутых систем, содержащих МУ, учет запаздывания является обязательным даже, когда $T_{\text{у}}\gg\frac{1}{2f}$. В этом случае при анализе следует исходить из общего уравнения (V.60) или воспользоваться следующей упрощенной передаточной функцией магнитного усилителя с учетом его запаздывания:

$$W(s)=\frac{u_{\text{н}}(s)}{e_{\text{у}}(s)}=\frac{K_U e^{-\frac{s}{2f}}}{1+sT_{\text{у}}}, \tag{V.70}$$

где $T_{\text{у}}$ определяется по формуле (V.67). Заметим, что передаточная функция (V.70) соответствует структурной схеме рис. V.9, где $T_{\text{з}}=\frac{1}{2f}$. Уравнение (V.60) может быть использовано для построения частотных характеристик магнитного усилителя [2], [6].

При анализе динамических характеристик магнитных усилителей следует принять во внимание, что если усилитель имеет несколько управляющих цепей или какие-нибудь замкнутые контуры, индуктивно связанные с цепью управления, то постоянные времени магнитного усилителя T и $T_{\text{у}}$ определяются как сумма постоянных времени цепей управления и индуктивно связанных с ними контуров.

Например, если МУ имеет N управляющих цепей, то для определения величины T (измеряемой числом полупериодов) имеем

$$T=\sum_{j=1}^{N}\frac{1}{\ln\left(1+\frac{\eta w_{\text{р}}}{w_{\text{у}j}K_{Uj}}\right)}, \tag{V.71}$$

где $w_{\text{у}j}$ — число витков обмотки;

K_{Uj} — коэффициент усиления по напряжению управляющей цепи с индексом j.

Аналогичным образом вместо выражения (V.67) для постоянной времени имеем

$$T_{\text{у}}=\sum_{j=1}^{N}T_{\text{у}j}\approx\frac{1}{2\eta f w_{\text{р}}}\sum_{j=1}^{N}K_{Uj}w_{\text{у}j}. \tag{V.72}$$

Выходное напряжение в операторной форме

$$u_{\text{н}}(s)=\frac{e^{-\frac{s}{2f}}\sum_{j=1}^{N}K_{Uj}e_{\text{у}j}(s)}{1+s\sum_{j=1}^{N}T_{\text{у}j}}. \qquad (V.73)$$

Быстродействующие МУ нашли широкое применение для построения магнитных логических элементов и различных устройств автоматики и вычислительной техники дискретного действия.

Быстродействующие магнитные усилители отличаются от обычных, рассмотренных выше, тем, что в них практически отсутствует переходный процесс установления выходного сигнала после действия скачкообразного входного сигнала и имеет место лишь постоянное запаздывание на полпериода частоты источника питания.

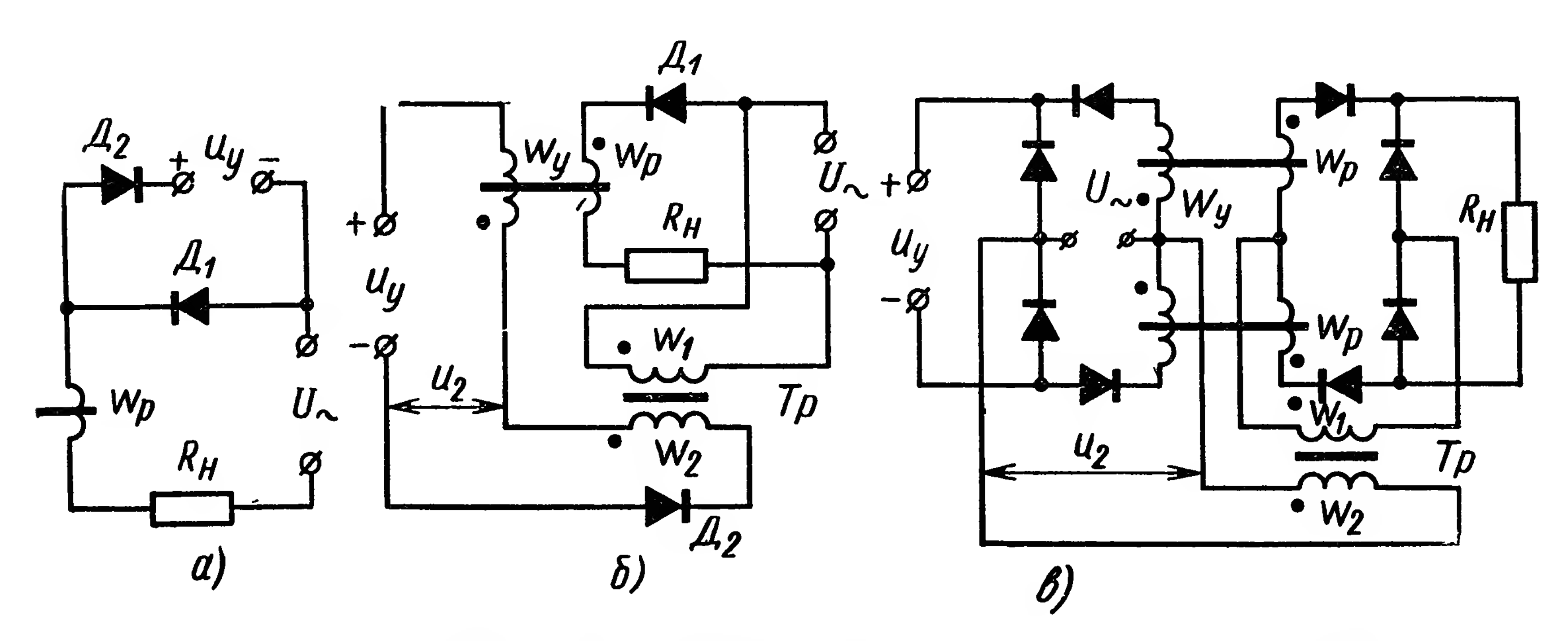


Рис. V.17. Схемы быстродействующих магнитных усилителей

Это обусловлено тем, что величина индукции $B_{\text{у}}$ в сердечниках усилителя в управляющем полупериоде однозначно определяется величиной сигнала, действующего в этом полупериоде, и не зависит ни прямо ни косвенно от предшествующих значений сигнала. Кроме того, в любом полупериоде, среднее значение выходного напряжения МУ с самонасыщением, в том числе и быстродействующего усилителя, однозначно определяется величиной индукции $B_{\text{у}}$, достигнутой в одном из его сердечников в предыдущем полупериоде. Поэтому быстродействующим усилителям свойственно постоянное запаздывание на величину $^1/_2f$ [1], [2].

Рассмотрим процессы, протекающие в схеме, показанной на рис. V.17, *а*. Если напряжение сигнала $u_{\text{у}}$ приложено к диоду $Д_2$ в непроводящем направлении, то ток не может протекать в направлении действия напряжения сигнала. Если пренебречь падением напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала, то при $u_{\text{у}}=0$ всё питающее напряжение и в управляющем полупериоде через диод $Д_2$ приложено к обмотке $w_{\text{р}}$ и размагничивает сердечник до такой степени, что в рабочем полупериоде ток на выходе

усилителя имеет минимально возможное значение. Если напряжение сигнала $u_у$ равно или превышает амплитудное значение питающего напряжения U_m, то диод $Д_2$ окажется запертым в течение всего управляющего полупериода, т. е. сердечник не размагнитится и в конце полупериода $B_у = B_s$, что соответствует максимальному значению тока нагрузки.

Для определения индукции в сердечнике усилителя (рис. V.17, *а*) в управляющем полупериоде, когда входной сигнал представляет собой однополупериодное выпрямленное напряжение $u_у = - U_{у\,m} \sin \omega t$ и находится в противофазе с напряжением сети в управляющем полупериоде [2, 7], имеем

$$B_у = B_s + \frac{1}{\omega w_р s}(U_m - U_{уm}) \int_0^{2\pi} \sin \omega t \, d\omega t =$$

$$= B_s - 2B_m\left(1 - \frac{U_{уm}}{U_m}\right), \quad \text{(V.74)}$$

где B_m определяется формулой (V.7) при $B_m = B_s$.

Подставляя выражение для $B_у$ в формулу (V.57), находим для напряжения на выходе усилителя без учета влияния намагничивающего тока

$$U_н = U_{н\,max} \frac{U_{уm}}{U_m}. \quad \text{(V.75)}$$

Для полупериодной схемы (рис. V.17, *а*) имеем

$$U_н = \frac{\eta}{\pi} U_{уm} = \eta U_у, \quad \text{(V.76)}$$

где $U_у = U_{уm}/\pi$ — среднее значение однополупериодного напряжения сигнала.

Таким образом, в рассматриваемом случае среднее значение напряжения на нагрузке равно среднему значению напряжения сигнала, умноженному на к. п. д. цепи нагрузки $\eta = \frac{R_н}{R_\Sigma}$.

Уравнение (V.76) показывает, что схема рис. V.17, *а* обладает свойствами усилителя с 100%-ной отрицательной обратной связью по напряжению.

Схема, приведенная на рис. V.17, *б*, позволяет изменить значение коэффициента усиления и гальванически разделить цепи управления и питания. При коэффициенте трансформации трансформатора $Т_р$, равном $w_2/w_1 = w_у/w_р = U_2/U_1$, схемы, показанные на рис. V.17, *а* и *б*, эквивалентны. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_н}{U_у} = \frac{I_н R_н}{\frac{1}{\pi} U_{уm}} = \frac{w_р R_н}{w_у R_\Sigma} = \eta \frac{w_р}{w_у}. \quad \text{(V.77)}$$

Путем объединения двух однополупериодных усилителей по схеме рис. V.17, *б* получим быстродействующий двухполупериодный усилитель, изображенный на рис. V.17, *в*.

Цепь управления в последней схеме выполнена таким образом, чтобы устранить всякое влияние магнитного состояния и процессов, происходящих в одном из сердечников в течение его рабочего полупериода, на перемагничивание другого сердечника в его управляющем полупериоде, что является необходимым условием создания быстродействующего усилителя. Величина индукции $B_у$ в конце управляющего полупериода любого сердечника в схеме рис. V.17, *в* зависит только от величины напряжения сигнала $u_у$, действующего в течение полупериода. Это достигается тем, что вторичное напряжение трансформатора T_p, $U_2 = Uw_у/w_р$ в течение одного полупериода запирает диод, включенный последовательно с обмоткой управления $w_у$ того сердечника, для которого имеет место рабочий полупериод, и тем самым «размыкает» обмотку. Одновременно это

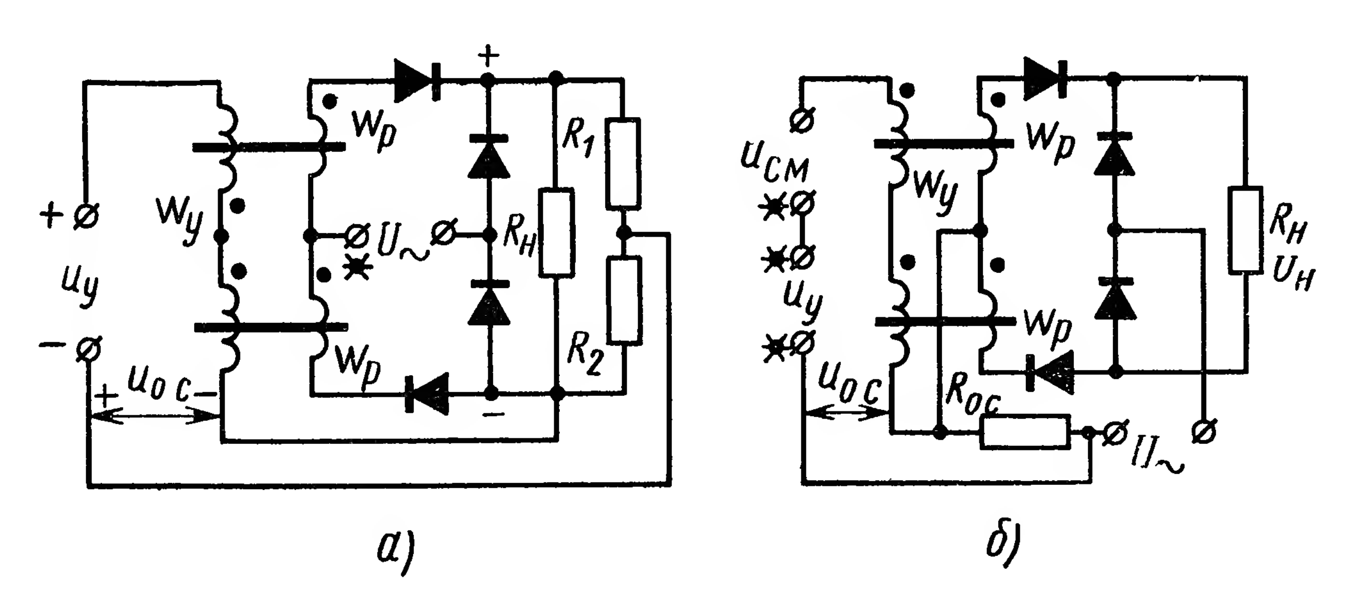


Рис. V.18. Способы введения отрицательной обратной связи для создания быстродействующих усилителей

напряжение отпирает диод обмотки $w_у$ второго сердечника и на ее зажимы подается напряжение $u_2 - u_у$, под действием которого к концу управляющего полупериода устанавливается индукция $B_у$. Процессы в сердечниках повторяются через каждый полупериод.

Быстродействующие двухполупериодные магнитные усилители, обладающие такими же свойствами, как и схема, показанная на рис. V.17, *в*, могут быть построены путем введения в усилителе отрицательной обратной связи по одной из схем рис. V.18, в которых число витков обмоток управления $w_у$ много меньше числа витков рабочей обмотки $w_р$. Роль обратной связи в этих схемах состоит в компенсации э. д. с., индуктируемой в обмотках $w_у$ в рабочих полупериодах. Для характеристики вход — выход схемы рис. V.18, *а*, так же как и схемы рис. V.17, *в*, справедлива формула (V.72) [2].

Схема рис. V.18, *б* отличается от схемы рис. V.18, *а* тем, что изменено включение концов одной из обмоток управления, что позволяет использовать схему для усиления сигнала переменного напряжения, изменяющегося с частотой источника питания (одноименные фазы сигналов смещения и управления помечены звездочками).

Передаточная функция быстродействующего МУ определяется формулой (V.70), если в ней положить $T_у = 0$:

$$W(s) = \frac{u_н(s)}{u_у(s)} = K_U e^{-\frac{s}{2f}}. \qquad (V.78)$$

Заметим, что небыстродействующий усилитель, выполненный, например, по схеме, показанной на рис. V.12, *б* или *в*, может быть представлен как быстродействующий усилитель, в котором введена дополнительная положительная обратная связь по напряжению в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. V.9, *б*, где через β обозначен коэффициент обратной связи [5].

Для напряжения на нагрузке имеем $U_н(s) = [U_{вх}(s) + \beta U_н(s)] \times \times K_{U_0} e^{-\frac{s}{2f}}$, откуда для передаточной функции находим $W(s) = \frac{U_н(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{K_{U_0}}{e^{\frac{s}{2f}} - \beta K_{U_0}}$. Заменяя $e^{\frac{s}{2f}}$ первыми двумя членами разложения в ряд Маклорена, получим упрощенное выражение

$$W(s) = \frac{K_U}{1 + sT_у}, \text{ где } K_U = \frac{K_{U_0}}{1 - \beta K_{U_0}} \text{ и } T_у = \frac{\frac{1}{2f}}{1 - \beta K_{U_0}}.$$

Таким образом, наличие положительной обратной связи в небыстродействующих усилителях, обусловленной трансформацией напряжения из цепи нагрузки в цепь управления, в одинаковой степени повышает коэффициент усиления по напряжению и постоянную времени усилителя.

Для идеального магнитного усилителя с обратной связью при активно-индуктивной нагрузке форсировки переходного процесса не наблюдается. Однако для реальных усилителей нарастание тока в нагрузке происходит значительно быстрее, чем можно ожидать из уравнения

$$W(s) = \frac{I_н(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{K_U/R_н}{(1 + sT_у)(1 + sT_н)}.$$

Это объясняется тем, что действительный коэффициент обратной связи может быть меньше единицы вследствие неидеальности диодов и непрямоугольности петли гистерезиса материала сердечников.

Релейный режим работы усилителей с самонасыщением. В § 3 было показано, что при введении в магнитном усилителе дополнительной положительной обратной связи, например, по одной из схем рис. V.10, получим релейную характеристику, приведенную на рис. V.17, *б*, если $K_{oc} > 1$.

Повышение коэффициента усиления и получение релейной характеристики в случае МУ с самонасыщением также может быть достигнуто путем добавления обмотки w_{oc} (рис. V.19), содержащей небольшое число витков, в которую поступает сигнал обратной связи. В схеме с выходом на постоянном токе обмотка w_{oc} включена последовательно с сопротивлением нагрузки.

В случае однополупериодной схемы (рис. V.19) дополнительная обмотка $w_{\text{ос}}$ включается последовательно с рабочей обмоткой $w_{\text{р}}$ и сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$. Для того чтобы в обмотку $w_{\text{ос}}$ поступала только постоянная составляющая тока нагрузки, обмотки $w_{\text{ос}}$, а также и нагрузка шунтируются конденсатором C.

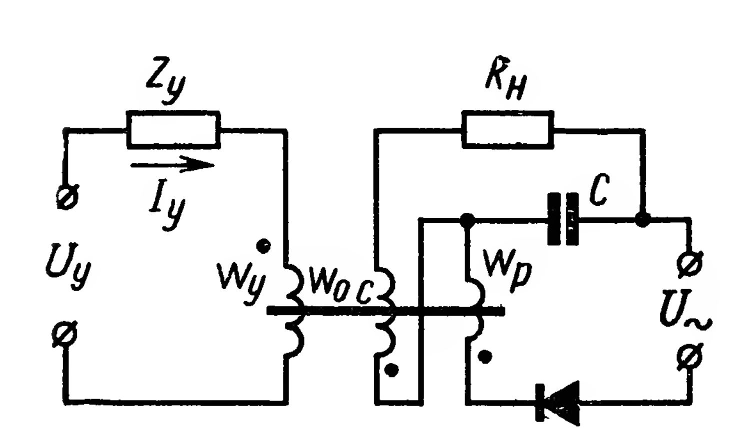


Рис. V.19. Способ введения дополнительной положительной обратной связи в усилителях с самонасыщением

Рис. V.20. Графическое построение петлеобразной релейной характеристики

Пусть известна характеристика усилителя $I_{\text{н}} = I_{\text{хх}} + K_I I_{\text{у}}$ до введения обратной связи. Рассматривая ток $I_{\text{ос}}$ в обмотке $w_{\text{ос}}$, как дополнительный сигнал, который после приведения к обмотке управления определяется формулой

$$\Delta I_{\text{у}} = I_{\text{ос}} \frac{w_{oc}}{w_{\text{у}}} = K_{\text{ос}} I_{\text{н}}, \qquad (V.79)$$

ток нагрузки магнитного усилителя с обратной связью

$$I_{\text{н}} = I_{\text{хх}} + K_I (I_{\text{у}} + \Delta I_{\text{у}}) = \frac{I_0}{1 \mp \beta} + \frac{K_I I_{\text{у}}}{1 \mp \beta}, \qquad (V.80)$$

где $\beta = K_{\text{ос}} K_I$ — коэффициент обратной связи.

Знак «минус» перед β соответствует положительной, а «плюс» — отрицательной обратной связи. Для схемы (рис. V.19) $I_{\text{ос}} = I_{\text{н}}$, $K_{\text{ос}} = \frac{w_{\text{ос}}}{w_{\text{у}}}$ и $\beta = K_I \frac{w_{\text{ос}}}{w_{\text{у}}}$. При $\beta = K_I \frac{w_{\text{ос}}}{w_{\text{у}}} \cdot \frac{I_{\text{ос}}}{I_{\text{н}}} \geqslant 1$ усилители приобретают релейную характеристику. На рис. V.20 показано графическое построение релейной характеристики, где результирующая характеристика получена путем нахождения разности абсцисс исходной характеристики *1* и линии обратной связи *ОС*, соответствующей формуле (V.79). При $\beta > 1$ результирующая характеристика принимает S-образную форму с неустойчивой областью, где $\frac{dI_{\text{н}}}{dI_{\text{у}}} < 0$ (участок кривой *АЕ*). При плавном уменьшении тока управления от нуля ток нагрузки изменяется до значения $I_{\text{нА}}$, а затем при $I_{\text{у}} = I_{\text{уА}}$ скачком уменьшается до $I_{\text{нБ}}$, т. е. происходит «отпускание» магнитного реле. Дальнейшее уменьшение $I_{\text{у}}$ сопровождается медленным увеличением $I_{\text{н}}$ по ветви отрица-

тельной обратной связи усилителя БМ. При увеличении тока $I_у$ ток нагрузки $I_н$ плавно изменяется до значения $I_{нE}$ и при $I_у = I_{уE}$ скачком увеличивается до $I_{нK}$, т. е. магнитное реле срабатывает. Значение тока управления $I_у$, при котором ток $I_н$ скачком нарастает, называется током срабатывания $I_{ср}$, а значение тока управления, при котором $I_н$ скачком уменьшается, — током отпускания $I_{отп}$ реле. Характеристику реле путем введения дополнительного смещения можно сдвигать по оси абсцисс вправо и влево, как это показано на рис. V.21, *а—в*.

При наличии смещения, соответствующего рис. V.21, *в*, магнитное реле имеет два начальных состояния *N* и *M*. Если последний сигнал на входе был положительным и по величине превышал

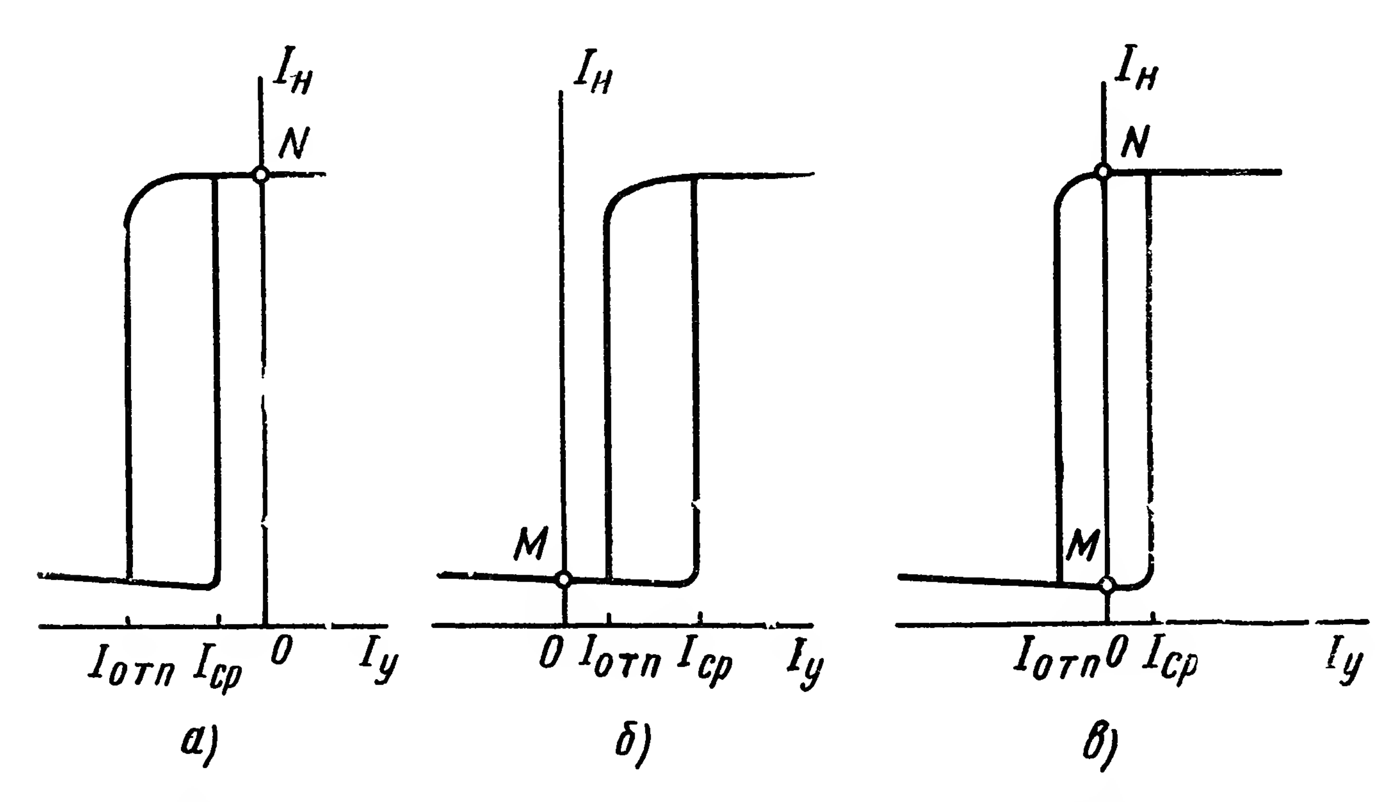


Рис. V.21. Характеристики МУ в релейном режиме при наличии смещения

значение $I_{ср}$, то после снятия сигнала состояние реле будет характеризоваться точкой *N*. Если же последний сигнал на входе был отрицательным и по величине превышал значение $I_{отп}$, то после снятия сигнала рабочее состояние реле будет характеризоваться точкой *M*, т. е. ток нагрузки будет минимальным. Таким образом, при наличии смещения, соответствующего рис. V.21, *в*, реле работает в режиме самоблокировки и «запоминает» полярность последнего сигнала, поданного на его вход. Заметим, что разница между токами срабатывания и отпускания не зависит от тока смещения.

Из построенной на рис. V.20 статической релейной характеристики можно определить следующие существенные параметры магнитного реле: ток срабатывания, ток отпускания и ширину релейной петли. Действительно, значения токов срабатывания и отпускания определяются из условия, что при срабатывании $I_н = I_{ос} = I_{хх}$, а при отпускании $I_н = I_{ос} = I_{н\,max}$.

Динамические параметры магнитных реле определяются в основном временем срабатывания и отпускания. С достаточной для инженерных расчетов точностью время отпускания и сраба-

тывания магнитного реле, выполненного на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса; можно определить по формулам [1, 2].

$$t_{отп}=\frac{T_0}{K_I K_{oc}-1}\ln\frac{I_у-I_{ср}}{I_у-I_{отп}}; \qquad (V.81)$$

$$t_{ср}=\frac{4\,w_у S B_s(1-\xi)10^8}{(R_у+R_д)(I_у-I_{ср})}+\frac{T_0}{K_I K_{oc}-1}\ln\frac{I_у-I_{отп}}{I_у-I_{ср}}, \qquad (V.82)$$

где T_0 — постоянная времени цепи управления усилителя без дополнительной обратной связи на линейном участке характеристики вход — выход;

B_s — индукция насыщения материала сердечника;

$\xi=\frac{B_m}{B_s}$ — коэффициент модуляции магнитного потока в сердечнике;

здесь B_m — амплитуда переменной составляющей индукции, определяемая по формуле $B_m=\frac{U_m}{\omega w S}$. Из формул (V.81), (V.82) видно, что уменьшение времени отпускания и срабатывания магнитного реле может быть достигнуто: 1) повышением K_{oc}; 2) повышением коэффициента запаса $K_з$, равного отношению $I_у/I_{отп}$ при отпускании и $I_у/I_{ср}$ при срабатывании; 3) увеличением амплитудного значения переменной составляющей индукции B_m; 4) уменьшением постоянной времени цепи управления T_0 при отсутствии дополнительной положительной обратной связи, например, путем включения дополнительного сопротивления $R_д$. Заметим также, что времена срабатывания и отпускания реле зависят не только от коэффициента запаса, но и от абсолютного значения разностей $I_у - I_{отп} = I_{отп}(K_з-1)$ и $I_у - I_{ср} = I_{ср}(K_з-1)$.

На основе схем бесконтактных магнитных реле могут быть построены триггеры со счетным входом, мультивибраторы, а также реле, чувствительные к напряжению питания (реле напряжения), частоте источника питания (реле частоты), к температуре и т. п. Такие реле срабатывают или отпускают, когда напряжение, частота, температура и т. д. достигают вполне определенных критических значений.

По сравнению с контактными реле (электромагнитными, поляризованными и т. п.) магнитные реле имеют следующие достоинства: 1) высокая надежность, обусловленная отсутствием подвижных частей и контактов; 2) независимость токов срабатывания и отпускания от положения в пространстве; 3) отсутствие ложных срабатываний при значительных ускорениях и вибрациях; 4) высокая чувствительность, характеризуемая тем, что мощность срабатывания составляет всего лишь 10^{-9} Вт, и др. [4, 7].

К числу наиболее существенных недостатков магнитных реле относятся: наличие одной управляемой цепи; более низкий к. п. д. и значительные габариты и время срабатывания по сравнению с электромагнитными реле той же мощности, особенно при работе на промышленной частоте; зависимость токов срабатывания и

отпускания при отсутствии специальных корректирующих цепей от напряжения и частоты источника питания и сопротивления нагрузки [8]. Широкое применение получили главным образом маломощные магнитные реле.

Целесообразно совместное применение контактных и магнитных реле, при этом в качестве выходных релейных каскадов используются мощные электромагнитные реле, отличающиеся более высокой надежностью, чем маломощные.

5. ДВУХТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Двухтактные (реверсивные) магнитные усилители отличаются тем, что при изменении полярности усиливаемого сигнала изменяется полярность выходного напряжения. Для усилителя с выходом на переменном токе изменяется фаза выходного напряжения на 180°. Двухтактные МУ обычно состоят из двух однотактных усилителей и применяются главным образом для управления и реверсирования электродвигателями переменного тока, а также в качестве балансных магнитных модуляторов.

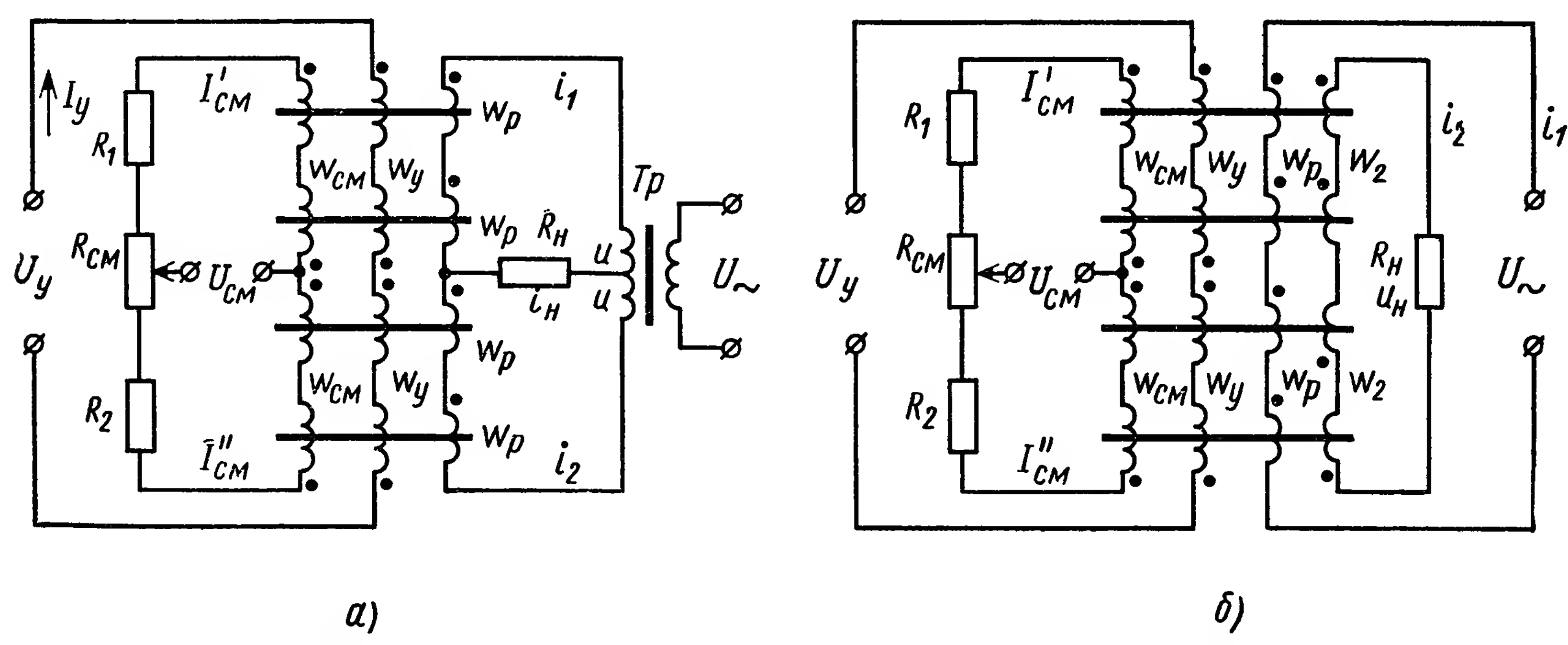


Рис. V.22. Двухтактные магнитные усилители, выполненные:

а — по дифференциальной схеме; *б* — по дифференциальной трансформаторной схеме

Двухтактные МУ, образованные по дифференциальной схеме, приведены на рис. V.22. В схеме рис. V.22, *а* дроссельные усилители питаются от трансформатора *Тр* с двумя одинаковыми вторичными обмотками. Токи смещения $I'_{см}$ и $I''_{см}$ в обмотках $w_{см}$ создают начальное подмагничивающее поле, сопротивление $R_{см}$ служит для установки нуля усилителя при отсутствии входного сигнала. Ток управления $I_у$ в обмотках управления $w_у$ создает поле, совпадающее по направлению с полем смещения в одной паре сердечников и противоположное в другой паре. Поэтому ток I_1 в обмотках $w_р$ одного однотактного усилителя растет, а ток I_2 в обмотках $w_р$ другого усилителя падает. На выходе усилителя появляется ток нагрузки, мгновенное значение которого $i = i_1 - i_2$. При отсутствии входного сигнала $i_1 = i_2$ и ток нагрузки равен нулю.

На рис. V.23 показан характер зависимости тока $I_н$ на выходе и токов I_1 и I_2 от тока управления. Переход характеристики через нуль означает, что при изменении полярности усиливаемого сигнала $I_у$ переменный ток нагрузки меняет фазу на 180°. Заметим, что в общем случае токи I_1 и I_2 могут быть сдвинуты по фазе и поэтому ток I не представляет собой алгебраической разности I_1 и I_2. При некотором значении входного сигнала, несколько превышающем величину $I_{см}\frac{w_{см}}{w_у}$, ток нагрузки достигает максимального значения, а затем, при дальнейшем повышении управляющего тока, уменьшается. Это происходит потому, что ток на выходе однотактного усилителя, у которого $I_у$ и $I_{см}$ имеют противоположные напряжения, начинает увеличиваться пропорционально абсолютной величине $\left| I_у - I_{см}\frac{w_{см}}{w_у} \right|$.

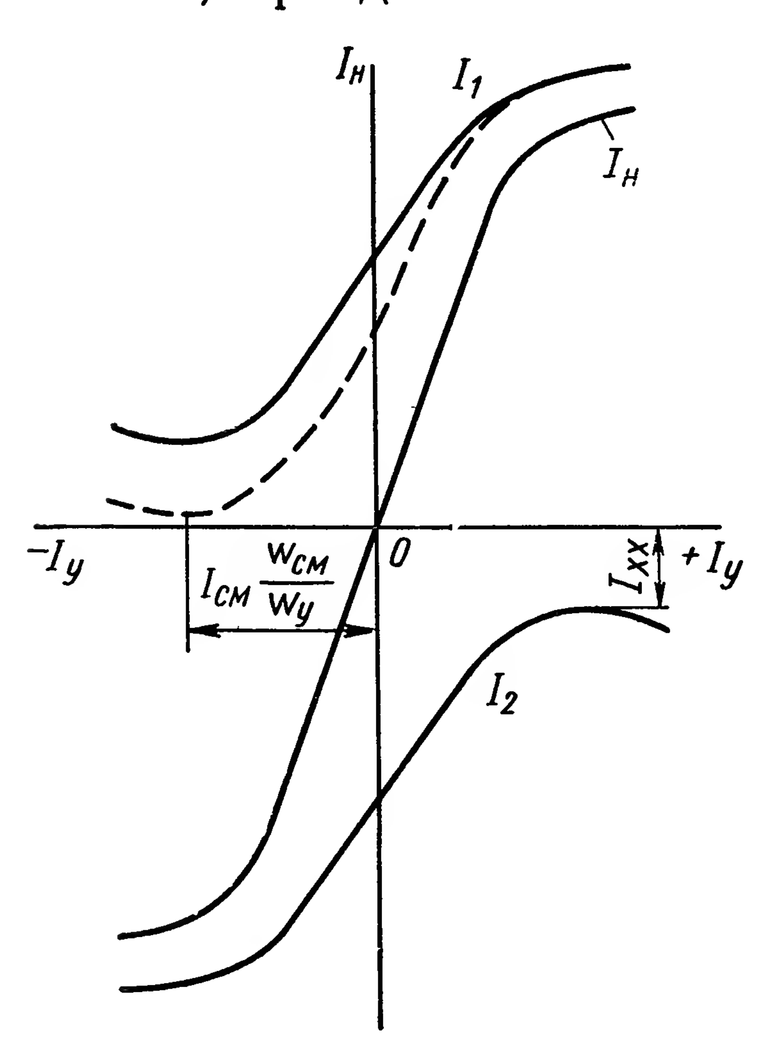


Рис. V.23. Характеристика двухтактного магнитного усилителя

Штриховая кривая на рис. V.23 представляет характеристику одного однотактного усилителя (см. рис. V.22, *а*), полученную при тех же значениях напряжения питания, тока смещения и сопротивлений нагрузки, как и в двухтактной схеме. Уменьшение крутизны характеристики и повышение тока $I_{хх}$ однотактного усилителя после включения в дифференциальную схему объясняется тем, что по мере повышения тока на выходе одного усилителя (например, I_2) растет напряжение на зажимах обмоток $w_р$ другого усилителя, которое равно геометрической сумме напряжений питания U и напряжения на нагрузке $IZ_н$. Если при $I_у = I_{см}\frac{w_{см}}{w_у}$ можно пренебречь падением напряжения на обмотках $w_р$ усилителя, для которого поля смещения и управления совпадают по направлению, то к обмоткам другого усилителя окажется приложенным удвоенное напряжение источника питания $2U$. Это обстоятельство ограничивает величину переменной составляющей индукции B_{m0} при отсутствии сигнала, которая может быть выбрана для двухтактных усилителей с выходом на переменном токе.

Дифференциальный трансформатор $T_р$ может быть также включен со стороны нагрузки (см. рис. V.22, *б*). В этом случае мгновенное значение тока нагрузки $i_н = (i_1 - i_2)\frac{w_1}{w_2}$, где w_1 и w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

В некоторых случаях на выходе МУ включается нагрузка, представляющая какое-либо электромагнитное устройство или

электродвигатель с двумя одинаковыми обмотками. Включая эти обмотки вместо первичных обмоток w_1 трансформатора *Тр* (см. рис. V.22, *б*), получим двухтактный дифференциальный МУ без силового трансформатора.

Существенным недостатком двухтактных магнитных усилителей (см. рис. V.22) является наличие в них трансформатора *Тр*. От этого недостатка свободен двухтактный усилитель, выполненный по мостовой схеме рис. V.24.

Схема состоит из четырех сердечников, обмотки $w_р$ которых соединяются по мостовой схеме. К двум противоположным вершинам моста подключается питающее напряжение $U_{\sim}$, а к двум

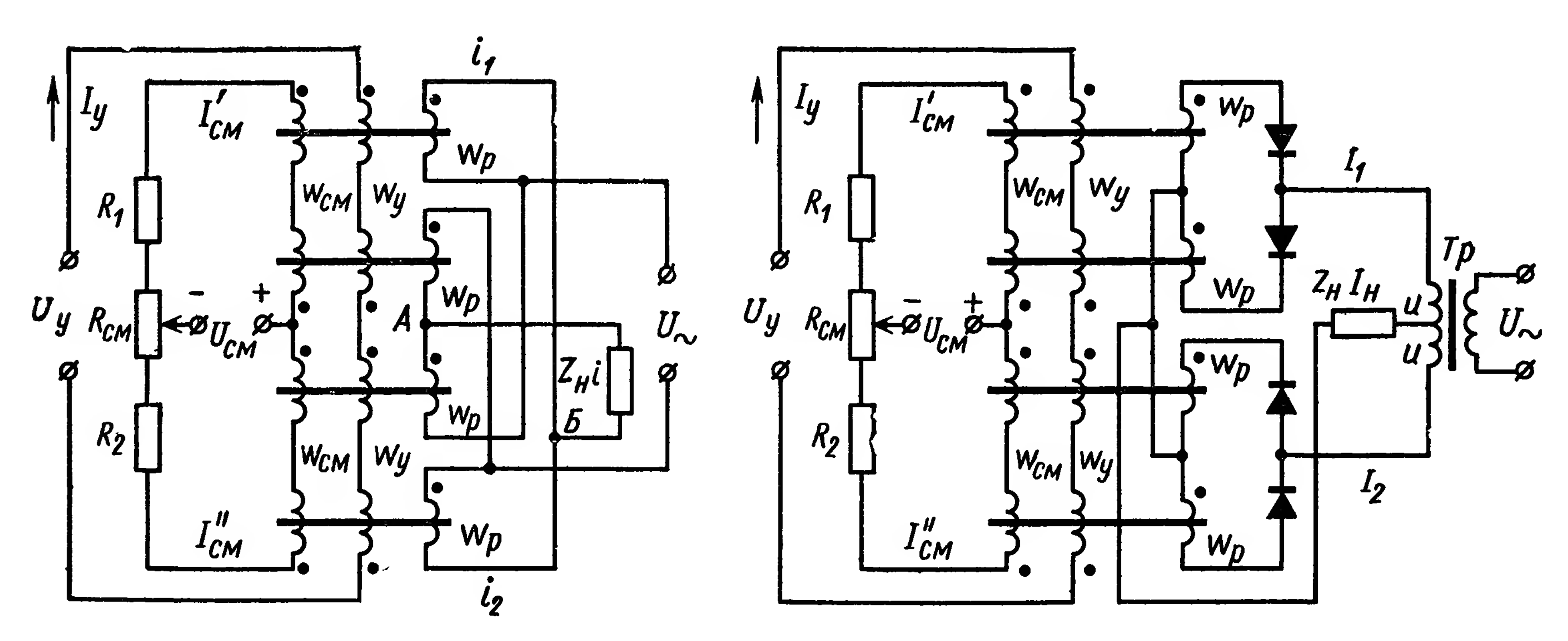


Рис. V.24. Двухтактный МУ, выполненный по мостовой схеме

Рис. V.25. Двухтактный усилитель с самонасыщением и выходом на переменном токе

другим — нагрузка $Z_н$. Соединение рабочих обмоток $w_р$ производится таким образом, чтобы парные сердечники (имеющие общие обмотки смещения и управления) включались в противоположные плечи моста. При отсутствии входного сигнала индуктивности всех обмоток $w_р$ одинаковы и мост уравновешен. Поэтому напряжение между вершинами *А* и *Б* моста равно нулю. При наличии сигнала $I_у$, создающего поле, совпадающее с полем смещения в одной паре сердечников и противоположное в другой паре, индуктивность обмоток $w_р$ пары сердечников, где поля складываются, уменьшается, а индуктивность другой пары возрастает. Так как обмотки включены в противоположные плечи моста, то равновесие моста нарушается и на нагрузке появляется напряжение. Изменение полярности сигнала управления вызывает изменение фазы выходного напряжения на 180°.

Двухтактные МУ с самонасыщением осуществляются дифференциальным включением двух однотактных усилителей, подобно двухтактному усилителю дроссельного типа (см. рис. V.22, *а*). На рис. V.25 приведена типичная схема МУ, состоящая из двух однотактных усилителей с самонасыщением (см. рис. V.12, *б*). Ток нагрузки равен разности токов I_1 и I_2 на выходе однотактных

усилителей. Равенство токов I_1 и I_2 при отсутствии сигнала устанавливается с помощью переменного сопротивления $R_{см}$ в цепи смещения. При наличии сигнала ток I_1 растет, а ток I_2 — снижается; ток нагрузки $I_н = I_1 - I_2$. Перемена полярности входного сигнала вызывает изменение на 180° фазы тока нагрузки. На рис. V.26 показаны зависимости токов в плечах и нагрузке I_1, I_2 и $I_н$ при изменении тока смещения.

При отсутствии смещения (рис. V.26, *а*) начальные значения токов I_1 и I_2 близки к своим максимальным значениям, что вызывает излишний нагрев усилителей, и образуется зона малой чувствительности в области слабых сигналов.

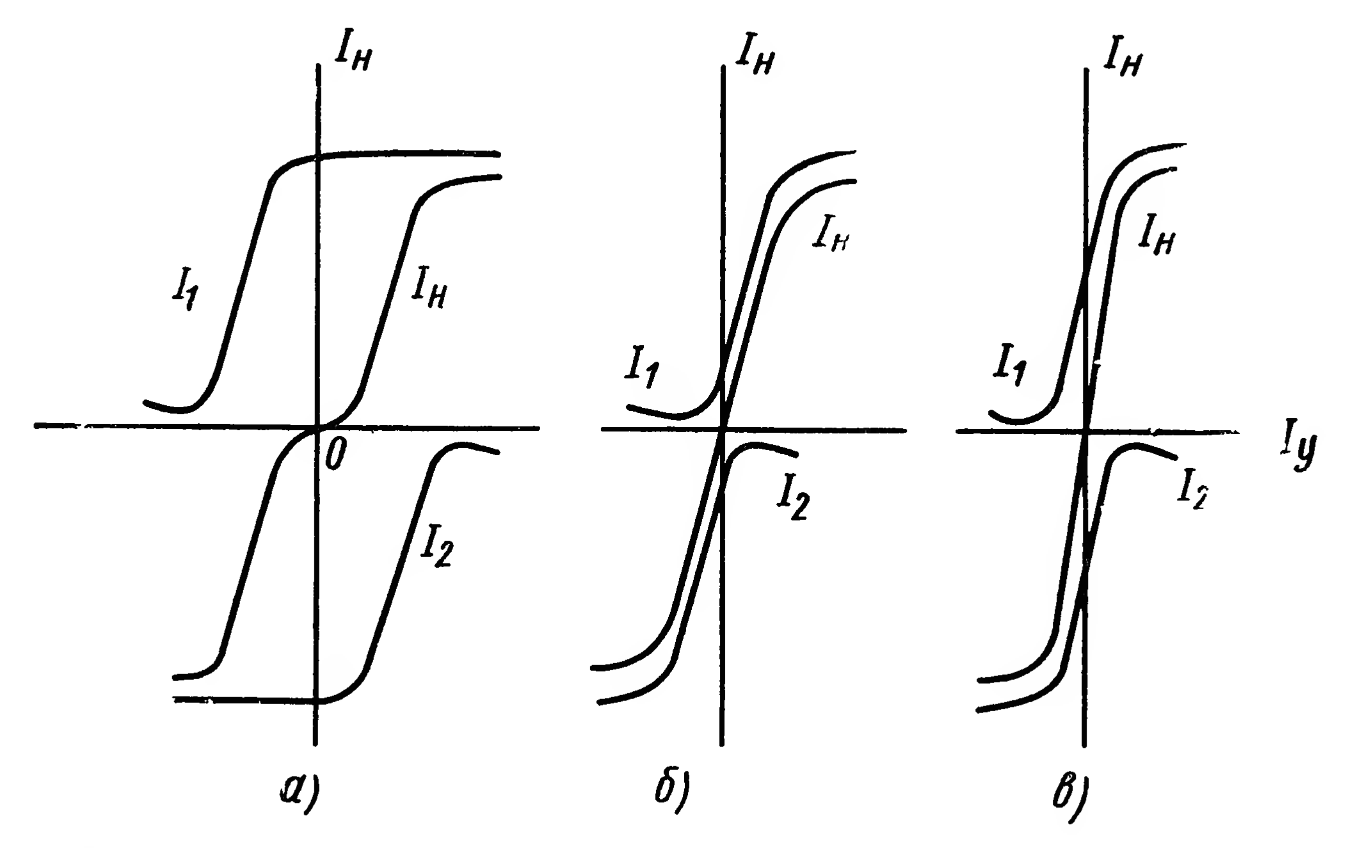


Рис. V.26. Характеристики двухтактных магнитных усилителей при различных значениях тока смещения

Наименьший нагрев имеет место, когда начальные токи I_1 и I_2 каждого усилителя минимальны (рис. V.26, *б*). Недостатком этого режима является то, что фаза выходного напряжения (или тока), так же как и в случае отсутствия смещения (рис. V.26, *а*) изменяется в очень широких пределах при изменении усиливаемого сигнала.

Наибольшее усиление достигается при начальных токах I_1 и I_2, равных примерно половине максимальной величины этих токов (рис. V.26, *в*). При этом режиме фаза выходного напряжения меньше всего изменяется при изменении входного сигнала, что часто имеет решающее значение при выборе величины тока смещения.

Основное достоинство мостовой схемы состоит в том, что последняя не требует питающего трансформатора. Она имеет те же недостатки, что и дифференциальная схема. Их можно устранить, выбрав соответствующее смещение подобно тому, как это делается в дифференциальной схеме. Уменьшение начальных токов в мостовой схеме возможно включением балластного сопротивления в цепь питания [7].

При выборе величины напряжения питания необходимо учитывать, что в схеме двухтактного МУ после насыщения одного из одно-

тактных усилителей к рабочим обмоткам другого прикладывается удвоенное напряжение питания $2U$. Поэтому если не снизить U вдвое, то это удвоенное напряжение вызовет насыщение сердечников второго усилителя и появление значительного тока на его выходе даже в том случае, когда магнитное поле смещения полностью скомпенсировано полем сигнала. Это приведет к существенному снижению тока $I_н$ и на выходе двухтактного усилителя [6].

С учетом влияния падения напряжения на активном сопротивлении R обмоток одного из однотактных усилителей максимально допустимое значение переменной составляющей индукции B_{m0} для двухтактного усилителя с сердечниками, имеющими идеальную кривую намагничивания, равно

$$B_{m0} = B_s \frac{1}{1 + \frac{R_н}{R + R_н}} \approx \frac{B_s}{2}. \qquad (V.83)$$

На участке характеристики вход — выход до величины, когда ток на выходе, например, первого однотактного усилителя достигает своего максимального значения, определяемого по формуле, аналогичной выражению (V.15), применимо уравнение идеального магнитного усилителя для среднего значения тока нагрузки I_1 (V.11):

$$I_1 w_р = I_{см} w_{см} + I_у w_у.$$

Полагая $I_у = I_{у\ max} = I_{см} \frac{w_{см}}{w_у}$, находим

$$I_{н\ max} w_р = 2 I_{см} w_{см} = 2 I_{у\ max} w_у. \qquad (V.84)$$

Выражение, связывающее оптимальное сопротивление нагрузки с величиной тока смещения или максимального сигнала, имеет вид

$$R_н = \frac{U_m w_р}{\pi I_{см} w_{см}} - R = \frac{U_m w_р}{\pi I_{у max} w_у} - R. \qquad (V.85)$$

Так как для второго однотактного усилителя $I_2 w_р = | I_{см} w_{см} - I_у w_у |$, то при соблюдении условия (V.85) для всего диапазона изменения сигнала $| I_у | \leqslant I_{см} \frac{w_{см}}{w_у}$ имеем

$$I_н = I_1 - I_2 = 2 I_у \frac{w_у}{w_р} \qquad (V.86)$$

и

$$K_I = 2 \frac{w_у}{w_р}; \quad K_P = 4 \frac{w_у^2 R_н}{w_р^2 R_у}. \qquad (V.87)$$

Коэффициенты усиления тока и мощности вычислены по средним значениям тока.

Для действующего значения тока нагрузки, когда последний изменяется по синусоидальному закону,

$$I_{max} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{н\ max} = 2{,}22 I_{см} w_{см} = 2{,}22 w_у I_{у\ max}, \qquad (V.88)$$

а коэффициенты усиления тока и мощности, вычисленные по действующему значению тока нагрузки при максимальной отдаче, соответственно определяются по формулам

$$K_I = 2{,}22\frac{w_у}{w_р} \quad \text{и} \quad K_P = \frac{\pi^2}{2}\cdot\frac{w_у^2}{w_р^2}\cdot\frac{R_н}{R_у}.$$

При $R_н \gg R$ из выражений (V.85) и (V.88) находим для максимальной мощности на выходе усилителя

$$P_{max} = I_{max}^2 R_н = \frac{\pi}{2} U_m I_{см}\frac{w_{см}}{w_р} = \frac{\pi}{2} U_m I_{у\,max}\frac{w_у}{w_р}. \qquad (V.89)$$

Добротность идеального двухтактного усилителя определяется формулой

$$G = \frac{K_P}{T_у} = 8f\,\frac{\eta}{1+\eta}, \qquad (V.90)$$

где $\eta = \frac{R_н}{R+R_н}$ — к. п. д. цепи нагрузки.

Величина добротности двухтактного МУ практически совпадает с добротностью однотактного усилителя, поскольку при последовательном соединении обмоток управления двух однотактных усилителей практически не изменяется их суммарная постоянная времени $T_у$, а коэффициент усиления мощности двухтактного усилителя примерно такой же, как у однотактного.

Для магнитных усилителей с самонасыщением, до насыщения сердечников, через обмотки $w_р$ протекают небольшие токи и падения напряжения на обмотках $w_р$ примерно равны питающему напряжению $u_1 = u_2 = U_m \sin \omega t$. После насыщения одного из сердечников каждого однотактного МУ при $\omega t = \alpha$ через соответствующие обмотки $w_р$ в интервале $\alpha \leqslant \omega t \leqslant \pi$ протекает одинаковый ток

$$i_1 = i_2 = \frac{U_m \sin \omega t}{R+R_в}, \qquad (V.91)$$

где R и $R_в$ — сопротивление рабочей обмотки и диода (выпрямителя). При этом ток нагрузки $i = i_1 - i_2 = 0$.

Отличительной особенностью работы однотактных МУ в двухтактной схеме является то, что при одновременном насыщении сердечников обоих усилителей их рабочие обмотки и вентили образуют короткозамкнутую цепь, к которой приложено удвоенное напряжение питания. Поэтому через рабочие обмотки и диоды могут протекать токи значительно превышающие по величине максимальное значение тока нагрузки.

При наличии сигнала угол насыщения сердечников одного усилителя уменьшается, а другого увеличивается. При включенном на выходе активном сопротивлении $R_н$ для тока нагрузки в интервале $\alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant \alpha_2$, когда сердечники одного усилителя насыщены, а другого ненасыщены, находим

$$i = i_1 - i_2 \approx \frac{U_m \sin \omega t}{R+R_н+R_в} = \frac{U_m \sin \omega t}{R_\Sigma}. \qquad (V.92)$$

Максимальное значение тока нагрузки достигается в том случае, когда сердечник одного из однотактных МУ насыщается при $\alpha_1 = 0$, а другого при $\alpha_2 = \pi$, т. е. когда сердечник первого усилителя насыщен в течение всего рабочего полупериода, а сердечник второго усилителя практически не успевает насыщаться. В этом случае для среднего значения тока имеем

$$I_{\text{н max}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R_\Sigma}. \tag{V.93}$$

С учетом конечной величины тока i_2, среднее значение которого равно $I_{\text{нmin}}$, ток нагрузки

$$I_{\text{н max}} = \frac{2U_m}{\pi R_\Sigma} - I_{\text{н min}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R_\Sigma}\left(1 - \frac{1}{K_{\text{кр}}}\right), \tag{V.94}$$

где $K_{\text{кр}} = \frac{2U_m}{R_\Sigma} : I_{\text{н min}}$ — кратность изменения тока однотактного усилителя.

Действующее значение тока нагрузки

$$I_{\max} = 1{,}11 I_{\text{нmax}} = \frac{U}{R_\Sigma}\left(1 - \frac{1}{K_{\text{кр}}}\right). \tag{V.95}$$

При максимальном токе нагрузки в течение всего рабочего полупериода к обмотке $w_{\text{р}}$ второго однотактного МУ приложено повышенное напряжение $u_2 = u + R_{\text{н}} i = (1 + \eta)\, U_m \sin \omega t$ [5, 7]. Для того чтобы сердечник этого усилителя не насыщался при значениях $\omega t = \alpha_2 < \pi$, необходимо, чтобы максимальное изменение индукции за полупериод не превышало $2B_s$. Это условие выполняется, если амплитудные значения питающего напряжения выбрать в соответствии

$$U_m \leqslant \frac{\omega w_{\text{р}} S B_s}{1 + \eta}. \tag{V.96}$$

Обычно максимально допустимое значение тока в обмотках усилителя определяется из условия допустимого нагрева.

Для иллюстрации возможностей двухтактных магнитных усилителей на несущей частоте ниже приводится описание двухкаскадного МУ для силового следящего привода (рис. V.27) на электродвигателе типа ДАД2-350/50 с полым ротором, имеющим следующие номинальные данные: выходная мощность 372 Вт, пусковой момент 0,4 кгм, напряжение возбуждения 127 В, ток возбуждения 2,6 А, напряжение управления 150 В, ток управления 4,2 А, скорость вращения 2960 об/мин, частота 50 Гц. К фазам *A* и *B* подключается усилитель, к фазе *C* и *O* — обмотка возбуждения электродвигателя *ОВ*. Такое включение обеспечивает сдвиг фаз между напряжениями на обмотке электродвигателя, близкий к 90°, без конденсатора.

Выходной магнитный каскад выполнен по схеме двойного моста. Это дало возможность исключить трансформатор питания. Питание

осуществляется непосредственно от сети переменного тока 220 В, 50 Гц.

В усилителе использовались витые тороидальные сердечники из холоднокатаной стали толщиной 0,08 мм, с оксидной межвитковой изоляцией, полученной в процессе отжига. Рабочие обмотки каждого

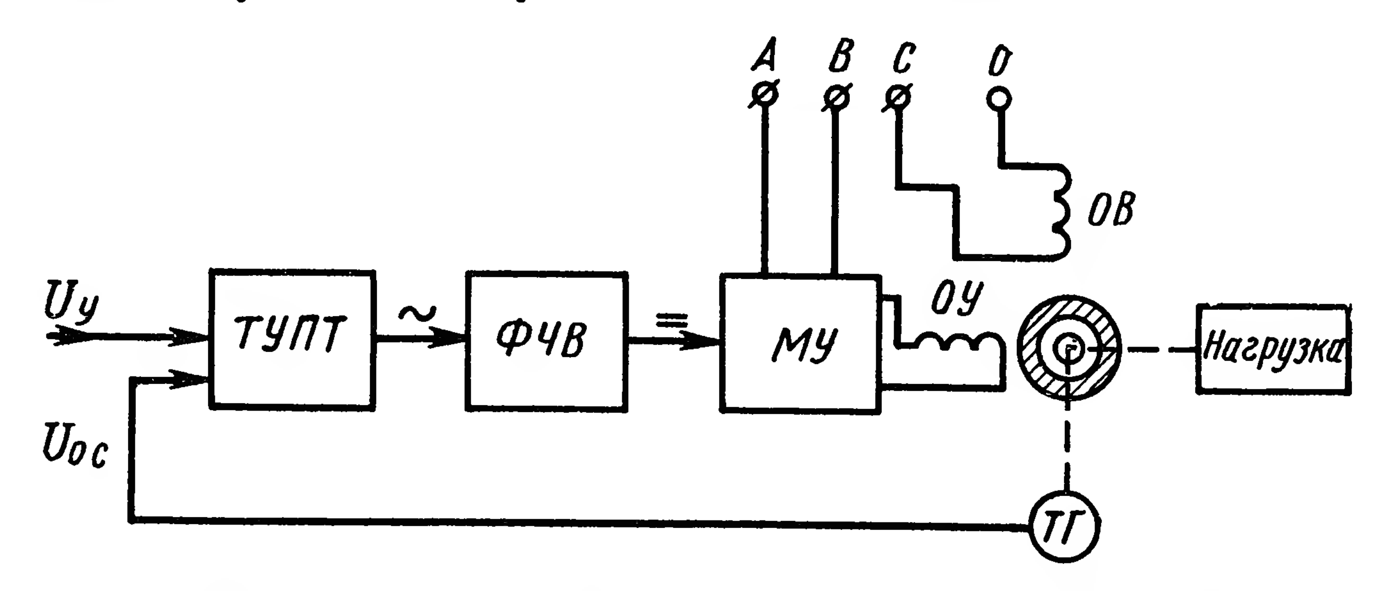


Рис. V.27. Блок-схема МУ для силового следящего привода:

ТУПТ — транзисторный усилитель переменного тока; *ФЧВ* — фазочувствительный выпрямитель; *МУ* — магнитный усилитель; *Д* — двухфазный электродвигатель; *ОВ* — обмотки возбуждения электродвигателя; *ОУ* — обмотка управления; *ТГ* — тахогенератор

сердечника $w_р$ разделены на две одинаковые секции $w_{ра}$ и $w_{рб}$, содержат 360 витков провода ПЭВ-1,5. Обмотки управления всех четырех сердечников соединены последовательно и включены на выход предварительного каскада усиления. Для снижения начальных

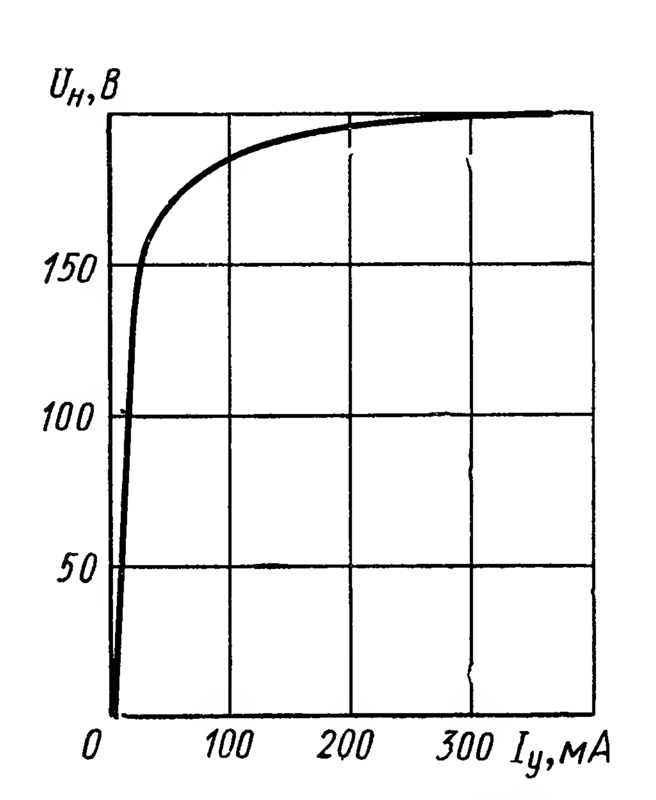


Рис. V.28. Характеристика вход — выход магнитного усилителя, выполненного по мостовой схеме

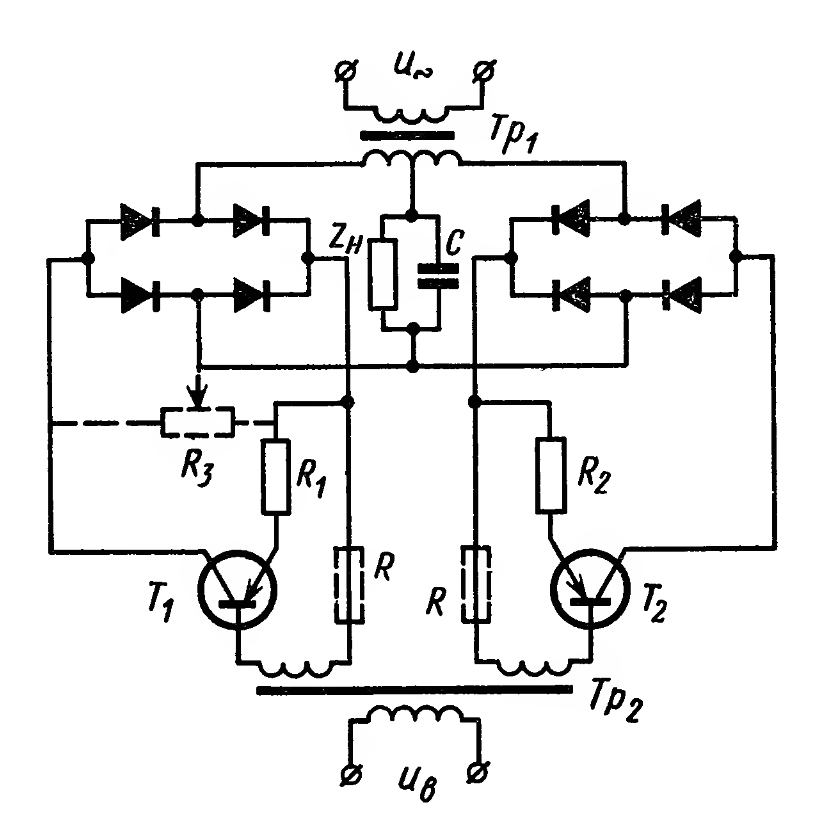


Рис. V.29. Схема выходного каскада транзисторного усилителя

токов в плечах моста и для выбора оптимального режима работы, в усилителе применяется начальное смещение переменным током.

На рис. V.28 показана характеристика вход — выход МУ при активном сопротивлении нагрузки $R_н$ = 35 Ом. При $I_у$ = 200 мА выходная мощность достигает 1 кВт при к. п. д. 0,89 и $\cos \varphi$ = 0,97.

При увеличении тока управления выходная мощность может быть увеличена, однако допустимая мощность из условий нагрева усилителя при длительной работе не превышает 1 кВт.

Входным каскадом усилителя может быть двухтактный МУ с выходом на постоянном токе. Однако в случае электромеханической следящей системы (рис. V.27) с входным сигналом переменного тока, сигнал рассогласования, поступающий на обмотки управления входного магнитного усилителя, должен быть предварительно выпрямлен фазочувствительным выпрямителем, что значительно усложняет схему. Кроме того, МУ внесет в тракт усиления дополнительное запаздывание, ухудшающее динамические характеристики системы. Поэтому более рациональным в качестве входного усилителя использовать транзисторный усилитель переменного тока с фазочувствительным выпрямителем на выходе.

На рис. V.29 приведена схема выходного каскада транзисторного усилителя (каскады предварительного усиления выполнены по обычной схеме) и диодного фазочувствительного выпрямителя, отличающегося повышенным к. п. д. передачи входного сигнала и высокой стабильностью нуля.

Применение транзисторов типа П217 в схеме позволяет получить коэффициент усиления по мощности порядка 100 и ток нагрузки более 300 мА при отклонении характеристики вход — выход от линейной зависимости в результате повышения напряжения, прикладываемого к цепи эмиттер-коллектор, которое может возникнуть на обмотке управления при воздействии больших входных сигналов, обмотка управления шунтируется конденсатором емкостью 1—2 мкФ.

С целью уменьшения запаздывания МУ при отключении входного сигнала, в схеме усилителя (рис. V.29) включены сопротивления R (показаны штриховыми линиями), препятствующие образованию замкнутого контура в переходном режиме. При включении дополнительных сопротивлений $R = 2$ Ом длительность переходного процесса удается снизить до 0,05 с (примерно два периода питающего напряжения). При этом максимальные значения к. п. д. и мощности усилителя уменьшаются незначительно.

Выходное напряжение магнитного усилителя (на обмотке ОУ электродвигателя) достигает 180 В, что обеспечивает необходимую форсировку при отработке сигнала. Время полного реверса составляет примерно 180—200 мс.

6. ДВУХТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Двухтактные магнитные усилители с выходом на постоянном токе обычно образуются путем дифференциального включения двух однотактных усилителей, выполненных по схемам рис. V.10, *б*, *в*, или 12, *б*, *в*. Для образования разности двух выпрямленных напряжений на их выходе часто используют смесительную схему (рис. V.30), содержащую два балластных сопротивления $R_б$ [5,7].

Недостатком такого включения является низкий коэффициент полезного действия. Поэтому двухтактные МУ (рис. V.30, *а*) используются преимущественно для маломощных усилителей, в том числе и для решающих усилителей, для которых к. п. д. не имеет существенного значения [5, 7, 9].

Наиболее высокий к. п. д. имеют двухтактные усилители, у которых постоянный ток нагрузки образуется как разность токов двух одинаковых однотактных усилителей, включаемых по мостовой схеме (рис. V.30, *б*). В противоположные плечи моста включаются рабочие обмотки и диоды одного и того же однотактного МУ. С этой целью рабочая обмотка делится на две равные части *а* и

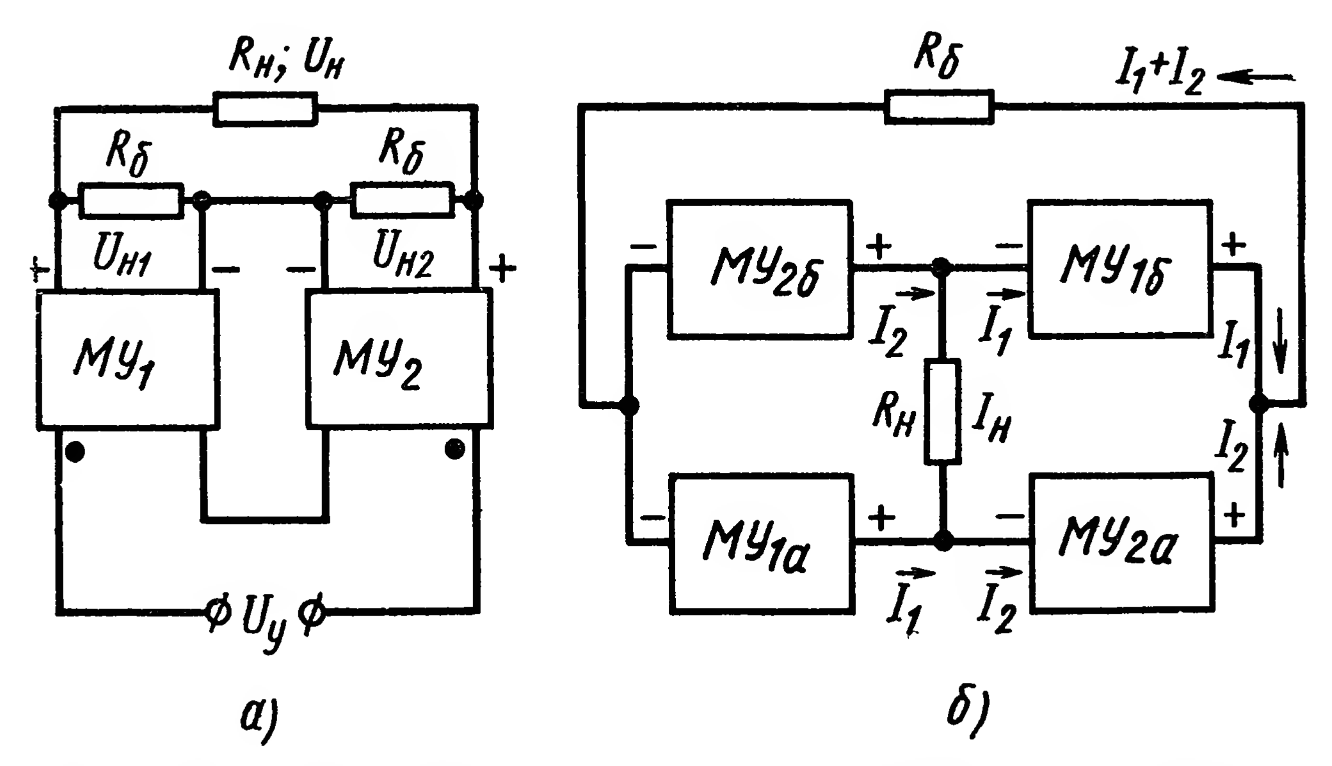


Рис. V.30. Принципиальные схемы двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе

б, подобно тому, как это сделано в мостовой схеме. Балластное сопротивление $R_б$, равное сопротивлению нагрузки $R_н$, служит для уменьшения тока, протекающего через рабочие обмотки одного усилителя после насыщения сердечника другого с целью сохранения управляемости усилителя и получения высокого к. п. д.

Через сопротивление $R_б$ протекает сумма токов $(I_1 + I_2)$, а через $R_н$ — разность этих токов. Поэтому, если пренебречь потерями в активном сопротивлении рабочих обмоток и диодов, то к. п. д. усилителя (рис. V.30, *б*) при максимальной отдаче [2]

$$\eta = \frac{(I_1 - I_2)^2 R_н}{(I_1 - I_2)^2 R_н + (I_1 + I_2) R_б} = 0{,}5\frac{1 - 2K + K^2}{1 + K^2}, \qquad (V.97)$$

где $K = I_1/I_2$.

При $K \to \infty$ получим максимально возможный к. п. д., равный 0,5. При $K = 10$ имеем $\eta = 0{,}4$.

Магнитный усилитель (рис. V.31) выполнен по схеме с так называемой внешней обратной связью [5, 7] на основе двух однотактных усилителей (см. рис. V.10).

Особенность схемы (рис. V.31) состоит в том, что при наличии входного сигнала один и тот же ток нагрузки $I_н = I_1 - I_2$ протекает

по всем обмоткам обратной связи. В случае положительной обратной связи магнитное поле, создаваемое током нагрузки во всех четырех сердечниках, совпадает по направлению с полем сигнала. При этом в одной паре сердечников магнитные поля сигнала и обратной связи имеют такое же направление, как и поле смещения, а в другой — противоположные. При этом напряженность поля обратной связи прямо пропорциональна току или напряжению на нагрузке и обращается в нуль при отсутствии сигнала на входе усилителя. По этой причине МУ по схеме рис. V.31 отличается достаточно высокой стабильностью нуля, соответствующей входному сигналу мощностью порядка 10^{-12}—10^{-11} Вт.

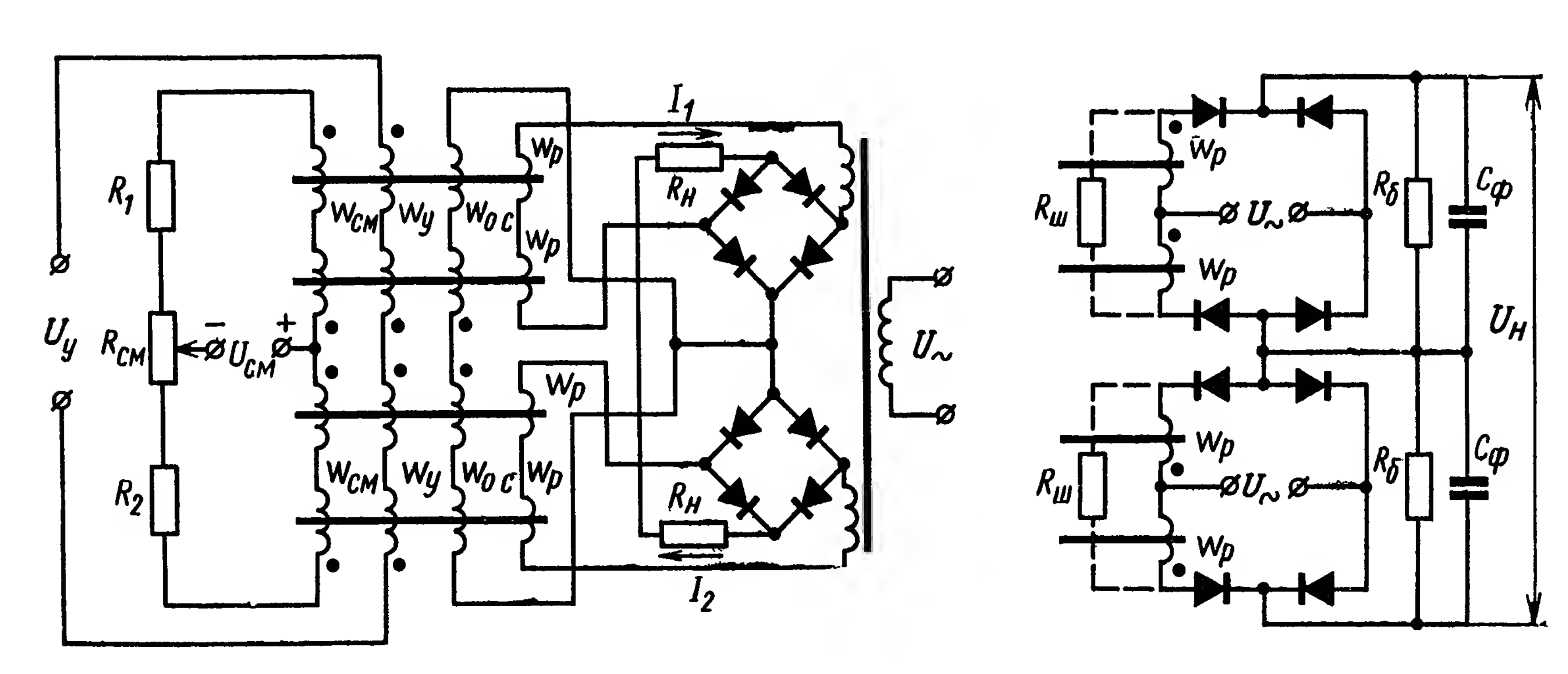


Рис. V.31. Магнитный усилитель с общей внешней обратной связью

Рис. V.32. Схема цепи нагрузки двухтактного МУ с балластными сопротивлениями

Некоторыми недостатками усилителя является принципиальная невозможность его работы без начального подмагничивания и полный отказ при обрыве цепей смещения.

На рис. V.32 приведена одна из схем цепи нагрузки МУ с самонасыщением, иллюстрирующая рассмотренный выше (см. рис. V. 30, *а*) принцип построения смесительной схемы двухтактного магнитного усилителя. Усилители с самонасыщением в настоящее время нашли преимущественное применение вследствие того, что они имеют более высокий к. п. д., могут быть выполнены с меньшим числом диодов, чем усилители с общей внешней обратной связью. Эти усилители принципиально могут работать и без смещения, однако для выбора оптимальной рабочей точки однотактных усилителей и точной установки нуля обычно применяется смещение по последовательной схеме, для чего требуются обмотки с небольшим числом витков. Обрыв цепи смещения не приводит к полному отказу МУ, а лишь снижает коэффициент усиления.

Смещение может быть выполнено также путем шунтирования вентилей обратной связи сопротивлениями $R_ш$, показанными на рис. V.32 штриховыми линиями. Достоинством этого способа является отсутствие специальных обмоток и источника питания

цепи смещения, а недостатком — значительное уменьшение коэффициента усиления (при этом несколько повышается стабильность нуля и коэффициента усиления).

Если нагрузкой двухтактного магнитного усилителя является обмотка какого-либо электромагнитного устройства, то при наличии у нагрузки двух одинаковых гальванически не связанных обмоток, целесообразно выполнить МУ по схемам, показанным на рис. V.33, *а*, *б*. В усилителе (рис. V.33, *б*) обмотки нагрузки $w_н$ с двумя балластными сопротивлениями $R_б$ образуют мост, две противоположные вершины которого, например *1*, *2*, подключены к выходу первого однотактного усилителя, а вершины *3*, *4* — к выходу другого. Сопротивление каждого балластного резистора $R_б$

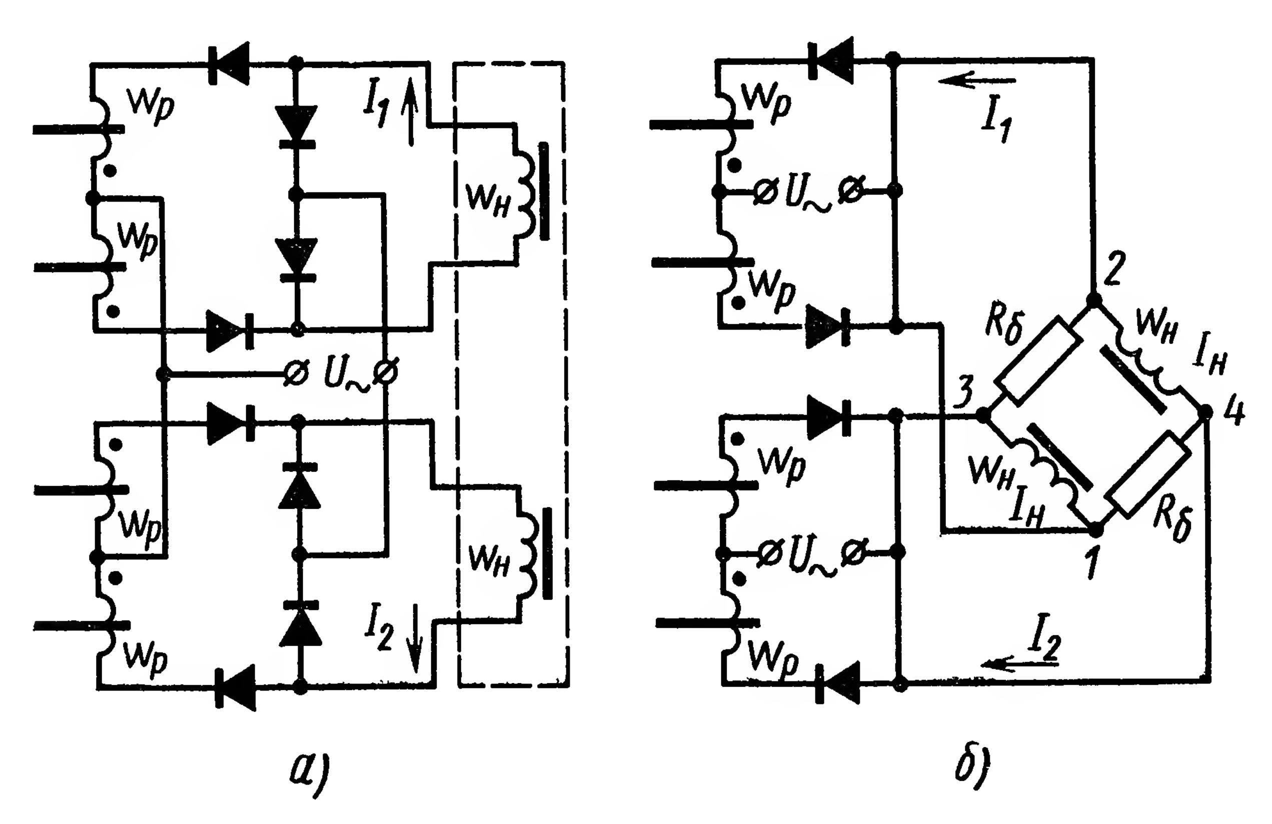


Рис. V.33. Схемы цепей нагрузки двухтактных усилителей с раздельными нагрузками

берется равным сопротивлению обмотки $w_н$. Поэтому при подаче напряжения только на одну пару вершин, например *1*, *2*, разность потенциалов между вершинами *3*, *4* оказывается равной нулю. Таким образом, включение нагрузки по мостовой схеме позволяет сделать работу однотактных усилителей независимой друг от друга.

Схема рис. V.33, *б* имеет такой же к. п. д., как и мостовая схема рис. V.30, *б*, но она не требует расщепления рабочих обмоток каждого однотактного МУ на две части, которое усложняет конструкцию усилителя и увеличивает количество диодов в схеме. Заметим, что, во избежание появления паразитных контуров, напряжения питания однотактных усилителей должны быть изолированы друг от друга.

Двухтактные усилители постоянного тока с самонасыщением по сравнению со схемой, показанной на рис. V.31, имеют более низкую стабильность нуля, которая характеризуется сигналом, приведенным ко входу, мощностью порядка 10^{-11}—10^{-10} Вт. Сравнительно низкая стабильность усилителей этого типа определяется главным образом изменением характеристик (прямого и обратного сопротив-

лений) полупроводниковых диодов при изменении напряжения питания, температуры окружающей среды и др. Заметим, что применение специальных схем и устройств коррекции ухода нуля позволяет значительно (на один—два порядка) снизить порог чувствительности.

Существенное повышение чувствительности и стабильности нуля усилителей может быть достигнуто путем использования усилителей с выпрямлением четных гармоник напряжения симметричным нелинейным сопротивлением [5, 7]. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. V.34.

Сердечники усилителя перемагничиваются относительно большими переменными полями, создаваемыми током возбуждения i в обмотках $w_р$. Из-за наличия сопротивления R_1, шунтирующего

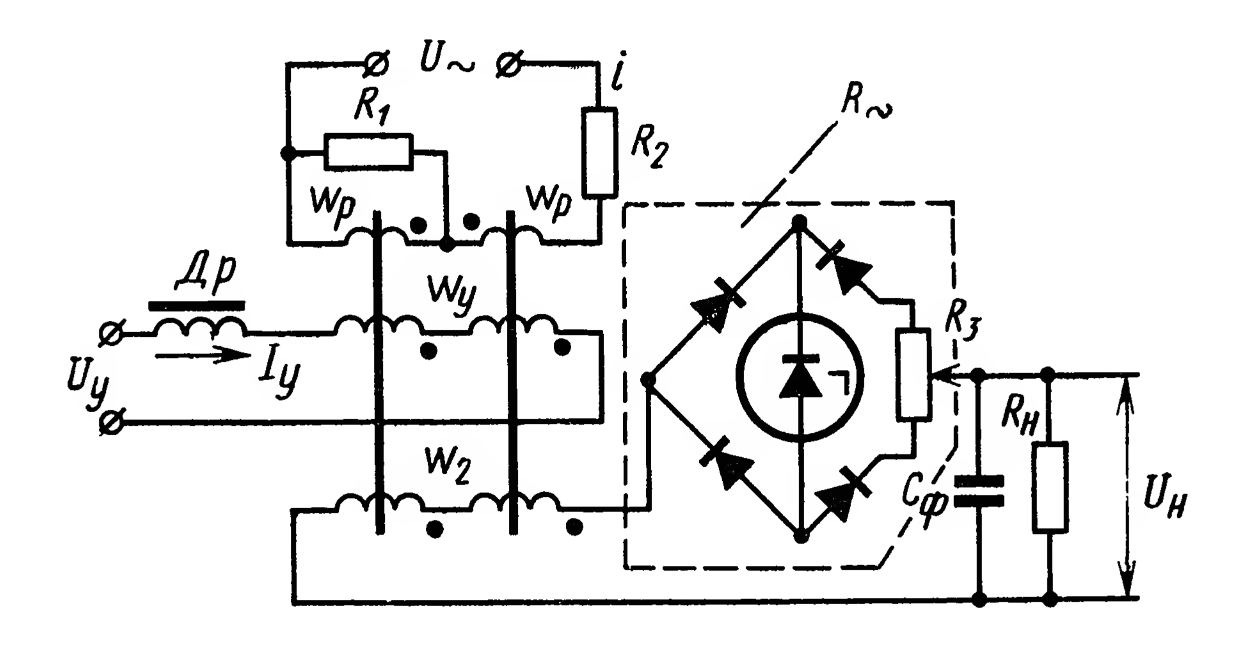


Рис. V.34. Магнитный усилитель с выпрямлением четных гармоник симметричным нелинейным сопротивлением

одну из этих обмоток, в выходной обмотке w_2, охватывающей оба сердечника, индуктируются знакопеременные импульсы напряжения одинаковой амплитуды, частота которых совпадает с частотой напряжения питания. Усиливаемый сигнал $I_у$, поступающий в обмотку $w_у$, вызывает появление в выходной обмотке дополнительного напряжения удвоенной частоты, которое, складываясь с напряжением основной частоты, приводит к тому, что амплитуда импульсов одной полярности увеличивается, а амплитуда импульсов другой полярности уменьшается. Эти импульсы поступают на выпрямительный мост $R_{\sim}$, в диагонали которого включен кремниевый стабилитрон. Этот мост представляет собой нелинейное сопротивление с симметричной вольт-амперной характеристикой $i(U) = -i(-U)$. Амплитуды импульсов превышают пороговое напряжение кремниевого стабилитрона. Очевидно, в полупериоде, в котором амплитуда имеет большую величину, ток достигает большего значения, чем в следящем полупериоде противоположной полярности. Поэтому в нелинейном сопротивлении и нагрузке появится постоянная составляющая тока. Полярность последней изменяется при изменении полярности входного сигнала. При отсутствии входного

сигнала ($I_у = 0$) постоянная составляющая равна нулю. Емкость $C_ф$ служит для сглаживания пульсаций выпрямленного тока нагрузки. Дроссель *Др* препятствует протеканию переменного тока в цепи управления под действием импульсов э. д. с., индуктируемых в обмотках $w_у$. Сопротивление R_2 служит для ограничения величины тока в обмотках возбуждения, а R_3 — для установки нуля усилителя.

Стабильность нуля усилителей (рис. V.34) соответствует входному сигналу мощностью порядка 10^{-14}—10^{-13} Вт при изменении напряжения питания и температуры окружающей среды в широких пределах. Заметим, что подобные усилители из-за низкого к. п. д. могут применяться лишь в качестве измерительных усилителей или входных каскадов многокаскадных или гибридных (магнитно-транзисторных) усилителей.

Выбор типа и параметров компонентов, входящих в схему двухтактного МУ, определяется совокупностью требований, часто противоречивых, предъявляемых к усилителю (характер и мощность нагрузки, коэффициент усиления, пределы изменения входного и выходного напряжений или тока, линейность характеристики вход — выход и т. д.).

Так как двухтактная схема образуется дифференциальным включением выходных цепей двух идентичных однотактных МУ, то расчет двухтактного усилителя с выходом на постоянном токе часто можно свести к расчету двух однотактных усилителей, соответствующие соотношения для которых приведены в § 3. При этом исходными данными для расчета являются оптимальные значения балластных сопротивлений: эквивалентная нагрузка и мощность однотактного усилителя.

Расчет усилителя (см. рис. V.31) на заданные значения $R_н$ и $I_н$ сводится к расчету однотактного МУ на эквивалентное сопротивление нагрузки $R_э = \frac{2R_б R_н + R_б^2}{R_б + R_н}$ и ток нагрузки $I_1 = I_н \frac{R_н + R_б}{R_б}$. При $R_б = \sqrt{2} R_н$, отношение полезной мощности на выходе двухтактного усилителя $P_н$ к мощности однотактного усилителя

$$\eta = \frac{P_н}{P_1} = \frac{I_н^2 R_н}{I_1^2 R_э} = \frac{1}{2\left(\frac{1+\sqrt{2}}{\sqrt{2}}\right)^2} \approx 0{,}17.$$

Как видно, даже без учета тока холостого хода одного однотактного усилителя и потерь в выпрямителях и обмотках около 83% всей мощности при максимальной отдаче теряется в балластных сопротивлениях.

Схемы замещения для усилителей (см. рис. V.33 и 32) приведены соответственно на рис. V.35, *а* и *б*. Выражения для оптимальных значений [1,2]

$$R_н = 2Z_1 \quad \text{и} \quad R_б = \frac{R_н}{\sqrt{2}},$$

где Z_1 — внутреннее сопротивление соответствующего однотактного усилителя.

В этом случае эквивалентное расчетное сопротивление нагрузки

$$R_э = \frac{R_б^2 + R_н R_б}{2R_б + R_н}, \qquad (V.98)$$

а значение эквивалентного тока I_1, соответствующее заданному максимальному значению тока $I_н$ на выходе усилителя:

$$I_1 = I_н \frac{2R_б + R_н}{R_б}. \qquad (V.99)$$

При оптимальном значении балластного сопротивления $R_б = \frac{R_н}{\sqrt{2}}$ (не зависимо от величины Z_1) имеем

$$R_э = \frac{R_н}{2} \quad и \quad I_1 = (2 + \sqrt{2})\, I_н \approx 3{,}41 I_н,$$

а отношение полезной мощности на выходе и мощности однотактного усилителя

$$\eta = \frac{P_н}{P_1} \approx \frac{I_н^2 R_н}{I_1^2 R_э} = \frac{2}{(2+\sqrt{2})} \approx 0{,}17.$$

В рассмотренных случаях, мощность каждого однотактного усилителя, входящего в двухтактную схему, должна быть, по крайней мере, в 6 раз выше требуемой мощности нагрузки.

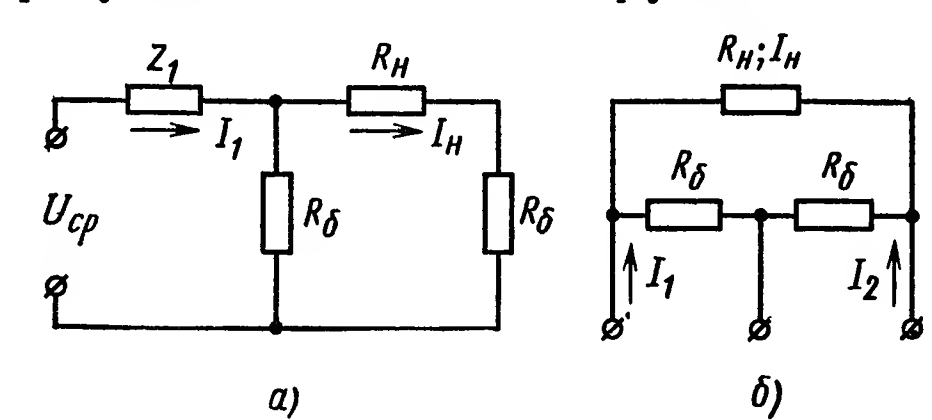


Рис. V.35. Схемы замещения цепи нагрузки двухтактных МУ с выходом на постоянном токе

При небольших значениях коэффициента кратности однотактных МУ (рис. V.35, *б*) их расчет необходимо проводить с учетом более высоких значений тока I_1 в соответствии с формулой

$$I_1 = I_н \frac{2R_б + R_н}{R_б} \cdot \frac{K_{кр}}{K_{кр} - 1}, \qquad (V.100)$$

где $K_{кр}$ — кратность изменения тока однотактного усилителя.

Заметим, что расчет схем с повышенным к. п. д. при максимальной отдаче мощности сводится также по существу к расчету однотактных усилителей.

7. МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Совместное применение магнитных и полупроводниковых усилителей часто позволяет в значительной мере устранить недостатки, свойственные тому или иному типу усилителя, и максимально использовать их достоинства. При этом достигается уменьшение

габаритных размеров и массы усилителя, повышение его быстродействия и экономичности, расширение динамического диапазона и снижение порога чувствительности и т. д.

Для повышения стабильности нуля и снижения порога чувствительности электронных (ламповых) и транзисторных усилителей постоянного тока входной сигнал предварительно преобразовывают в переменное напряжение, которое в дальнейшем усиливается более стабильными электронными или транзисторными усилителями переменного тока.

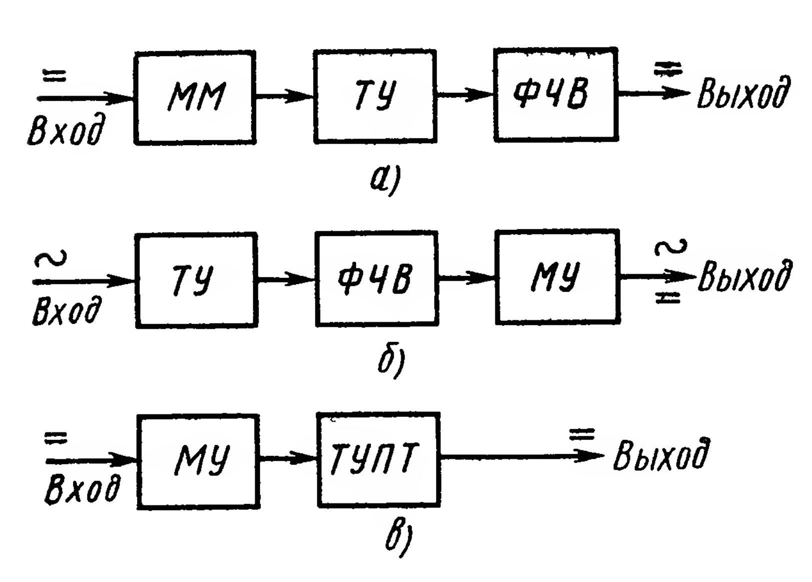


Рис. V.36. Принципиальные схемы магнитно-полупроводниковых усилителей

На рис. V.36, *а* — *в*, показаны три возможных способа построения магнитно-транзисторных усилителей. В усилителе рис. V.36, *а*) входным каскадом является магнитный модулятор, при помощи которого сигнал постоянного тока преобразуется в сигнал переменного тока, совпадающий по частоте с источником питания, а фаза выходного напряжения изменяется на 180° при изменении полярности входного сигнала.

В качестве магнитного модулятора с выходом на основной частоте может быть применен двухтактный магнитный усилитель по

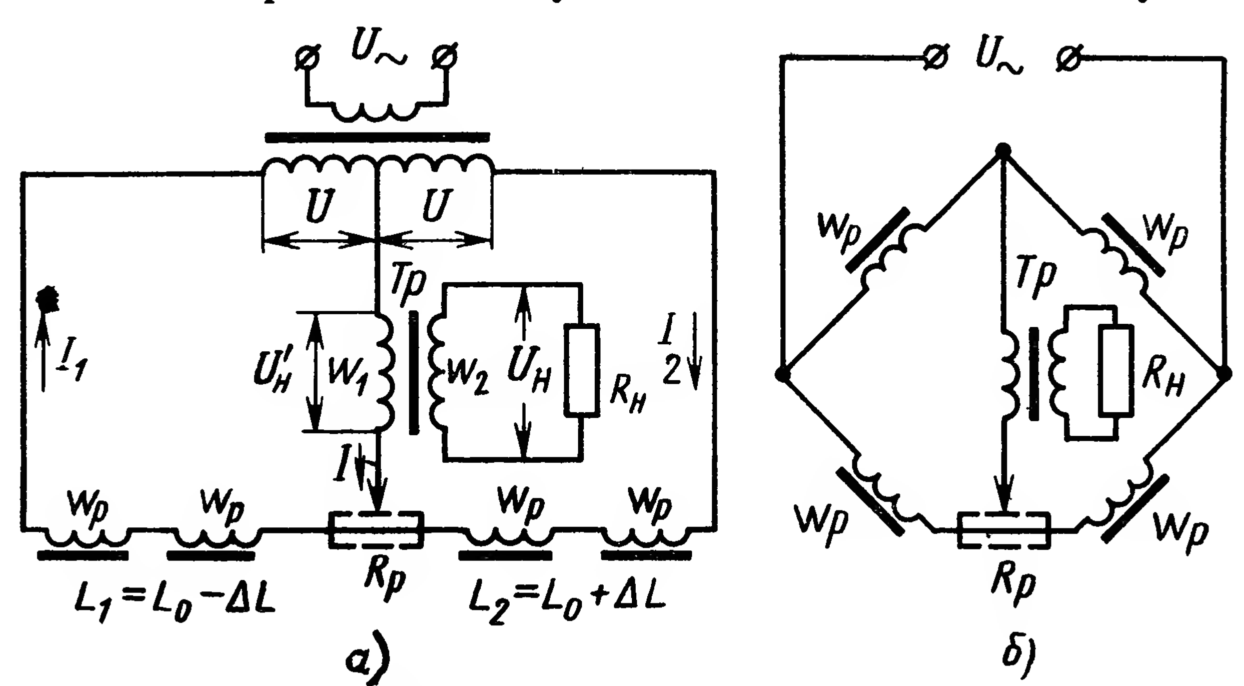


Рис. V.37. Магнитные модуляторы:

а — по дифференциальной схеме; *б* — по мостовой схеме

любой из схем, показанной на рис. V.22. Однако для усиления слабых сигналов наибольшее применение получили модуляторы по дифференциальной (рис. V.37, *а*) и мостовой (рис. V.37, *б*) схемам.

Магнитные модуляторы указанного типа представляют собой мосты переменного тока. Неидентичность магнитных характеристик и геометрических размеров сердечников вызывает появление напряжения небаланса на выходе модуляторов при отсутствии входного сигнала и разброс характеристик для различных образцов. Поэтому для уменьшения напряжения небаланса и повышения стабильности

нуля сердечники модулятора должны быть тщательно подобраны [3, 5, 7]. Кроме того, в схеме модулятора обычно предусмотрены возможности регулировки путем изменения режима работы сердечников.

Составляющая напряжения небаланса, совпадающая по фазе с полезным сигналом, может быть сведена практически к нулю путем незначительного изменения тока подмагничивания в обмотках смещения модулятора (на рис. V.37 обмотки смещения не показаны). Составляющая небаланса, фаза которой сдвинута на 90° относительно фазы полезного сигнала, может быть уменьшена путем включения дополнительного регулируемого сопротивления $R_р$ (на рис. V.37 показано штриховой линией).

Изменение напряжения небаланса в процессе работы модулятора может быть вызвано изменением свойств сердечников в результате старения, а также под воздействием внешних причин: изменением напряжения и частоты источника питания, температуры окружающей среды, а также гистерезиса, проявляющегося в том, что после действия входного сигнала большой величины наблюдается остаточное смещение нуля. Заметим также, что кроме указанных составляющих, в напряжении небаланса всегда присутствуют составляющие высших гармоник напряжения возбуждения (главным образом второй и третьей). При значительном уровне этих составляющих, они могут вызвать насыщение последующего каскада усилителя. По этой причине на выходе модулятора включается фильтр, подавляющий напряжение высших гармоник.

Для повышения коэффициента усиления по напряжению (мощности) в схемах (рис. V.37) часто применяется согласующий трансформатор *Тр*. Сопротивление утечки и емкость вторичной обмотки этого трансформатора могут влиять лишь на величину и фазу выходного напряжения модулятора, но не вызывают появления напряжения небаланса. Заметим также, что с целью уменьшения напряжения высших гармоник в выходном напряжении иногда достаточно шунтировать вторичную обмотку трансформатора *Тр* конденсатором небольшой емкости.

При тщательном изготовлении и питании от стабилизированного источника питания переменного тока модуляторы с выходом на основной частоте могут обеспечить стабильность нуля, соответствующую входному сигналу мощностью порядка 10^{-14}—10^{-12} Вт.

При работе модулятора в режиме холостого хода для определения величины выходного напряжения (действующее значение) имеем [5, 7]

$$U_н = 8{,}88 f w_р S k_{тр} \frac{\partial B_m}{\partial H_0} H_у 10^{-8}, \qquad (V.101)$$

где $k_{тр}$ — коэффициент трансформации;
S — сечение сердечника;
$\frac{\partial B_m}{\partial H_0} H_у$ — изменение переменной составляющей индукции сердечника, вызванное усиливаемым сигналом (при малых входных сигналах [7]).

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{11{,}2 f w_р w_у S k_{тр} 10^{-8}}{l R_у} \cdot \frac{\partial B_m}{\partial H_0}, \qquad (V.102)$$

где l — средняя длина сердечника;
$w_у$ и $R_у$ — соответственно число витков и активное сопротивление обмотки управления.

Значение $\frac{\partial B_m}{\partial H_0}$ может быть определено из семейства характеристик $B_m = f(H_m, H_0)$ для данного материала сердечников, применяемых в модуляторе. Для приближенного вычисления $U_н$ и K_U в формулы (V.101) и (V.102) вместо $\frac{\partial B_m}{\partial H_0}$ можно подставлять значение $\mu_{д\,max}$.

Заметим далее, что оптимальные значения поля смещения $H_{см}$ и H_{m0} для модулятора, работающего в режиме холостого хода, изменяются в очень широких пределах для данного магнитного материала в зависимости от качества сердечников. При этом соответственно изменяются и $\frac{\partial B_m}{\partial H_0}$, и коэффициент усиления напряжения.

Однако при работе усилителя под нагрузкой, особенно когда соблюдается условие оптимального согласования модулятора с нагрузкой,

$$k_{тр\ опт} = \sqrt{\frac{l R_н 10^8}{0{,}8\pi^2 w_р S f \mu_д}},$$

где $\mu_д = \frac{\partial B_m}{\partial H_m}\Big|_{H_у = \mathrm{const}}$ — дифференциальная проницаемость для переменного тока на основной кривой намагничивания сердечника $B_m = f(H_m)$, оптимальные значения $H_{см}$ и B_{m0} относительно мало изменяются для данного сплава при больших изменениях магнитных свойств сердечников. Кроме того, чем выше $H_{см}$ и B_{m0}, тем меньше зависят характеристики модулятора от магнитных свойств сердечника в слабых полях и, в частности, от величины максимальной магнитной проницаемости.

Постоянная времени цепи управления модулятора при известной величине K_U может быть определена по формуле (V.29).

В схеме усилителя (рис. V.36, *а*) может быть применен также магнитный модулятор с взаимно перпендикулярными полями и выходом на основной частоте (рис. V.38, *б*) с активным сопротивлением на входе. Ферритовый сердечник модулятора (рис. V.38, *а*) состоит из двух одинаковых половинок, имеющих кольцевой паз, в который устанавливается обмотка возбуждения $w_р$. Ток в этой обмотке создает поперечное магнитное поле. Соприкасающиеся поверхности половинок сердечника тщательно шлифуются с целью уменьшения сопротивления стыка для поперечного поля. Форма поперечного сечения сердечника и паза выбирается так, чтобы обеспечить постоянство сечения сердечника для поперечного поля.

Обмотки управления и выхода ($w_у$, w_2) располагаются равномерно по всей длине сердечника.

Основное преимущество модуляторов с взаимно перпендикулярными полями по сравнению с рассмотренными выше заключается в том, что при простой конструкции они позволяют существенно снизить величину паразитного напряжения помехи и отличаются более высокой стабильностью нуля вследствие естественной развязки обмоток возбуждения и выхода. Нижний порог чувствительности модулятора соответствует входному сигналу 10—20 мкВ.

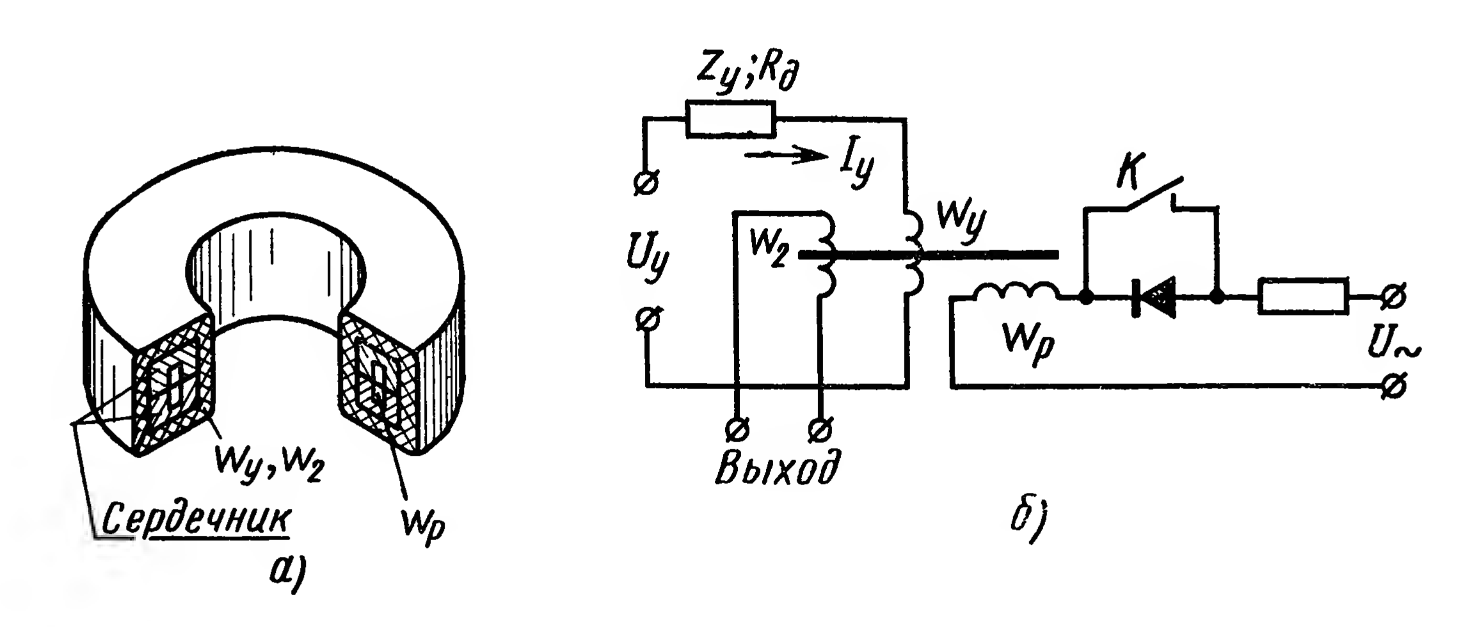


Рис. V.38. Магнитный модулятор с перпендикулярными полями:
а — сердечник с обмотками; *б* — принципиальная схема

Ток возбуждения в обмотке $w_р$ и создаваемое им поле имеют пульсирующий характер вследствие наличия вентиля в цепи возбуждения. В результате этого проницаемость сердечника для продольного поля периодически изменяется и вызывает изменение индуктивности обмотки $w_у$, включенной в цепи моделируемого сигнала. При этом в обмотке управления и связанной с ней выходной обмотке w_2 будет индуктироваться э. д. с., первая гармоника которой может быть определена по формуле

$$U_{1m}=\frac{E_у R_{доп}\omega T_у}{\pi(R_у+R_{доп})\sqrt{1+\omega^2T_у^2}}\sqrt{4+\omega^2T_у^2\left(1-e^{-\frac{\pi}{\omega T_у}}\right)^2}, \qquad (V.103)$$

где ω — круговая частота;

$R_у$ — активное сопротивление обмотки управления;

$R_{доп}$ — дополнительное сопротивление;

$T_у$ — постоянная времени цепи управления,

$$T_у=\frac{L_0}{R_у+R_{доп}}=\frac{0,4\pi w_у^2 S}{l\,(R_у+R_{доп})\,10^8}\,\mu_0; \qquad (V.104)$$

здесь μ_0 — начальная магнитная проницаемость сердечника.

При $\omega T_у \rightarrow \infty$ из формулы (V.103) получим

$$U_{1m}=1,19\frac{R_{доп}}{R_{доп}+R_у}E_у. \qquad (V.105)$$

Рассматриваемый модулятор не дает усиления. Этот недостаток компенсируется тем, что он практически безынерционен, а его коэффициент передачи не зависит от напряжения и частоты источника питания и температуры окружающей среды при их изменении в достаточно широких пределах [2, 4].

В схеме, показанной на рис. V.36, *а*, применяются также модуляторы с удвоением частоты, основанные на использовании четных гармоник напряжения, появляющихся на зажимах обмотки управления однотактного усилителя (рис. V.39) при наличии подмагничивающего поля постоянного тока. Последовательно с обмоткой управления $w_у$ включена индуктивность L, препятствующая прохождению переменного тока по цепи управления. Сигнал снимается с выходной обмотки w_2 (рис. V.39,*а*). В схеме, показанной на рис. V.39, *б*, одна обмотка $w_у$ используется как для входа, так

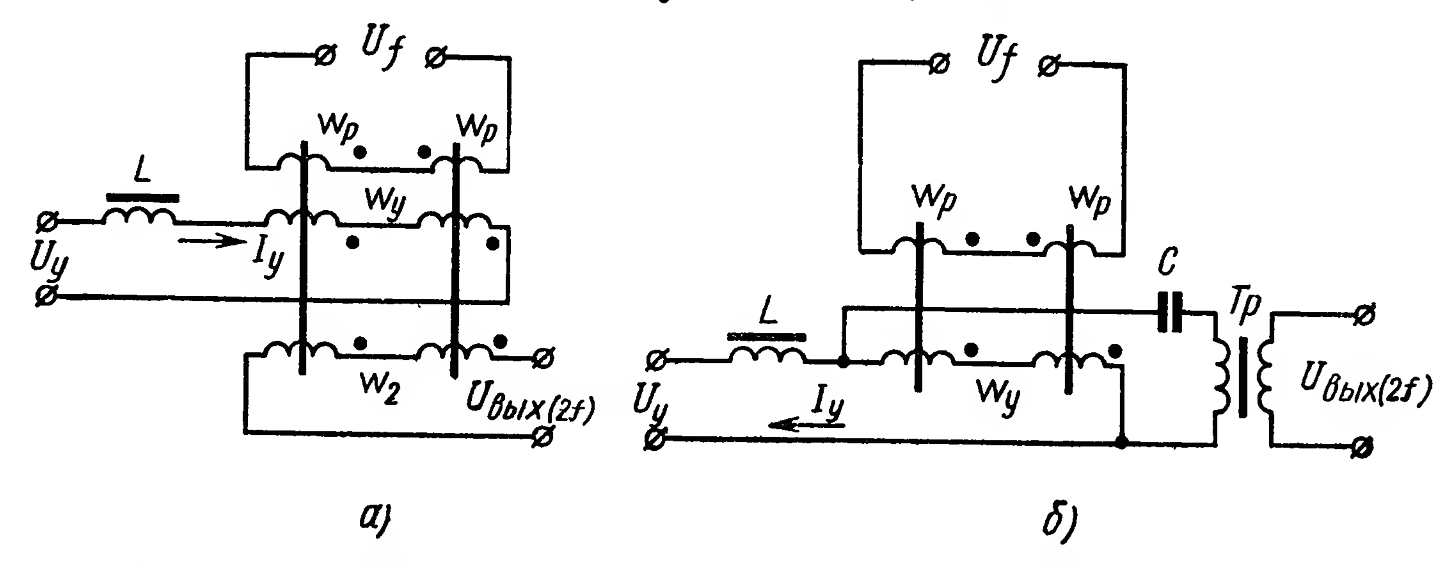


Рис. V.39. Магнитные модуляторы с удвоением частоты

и для выхода. Конденсатор C препятствует прохождению постоянного тока сигнала в первичную обмотку согласующего трансформатора *Тр*. Так как частота выходного сигнала модулятора в 2 раза превышает частоту источника питания, то для питания фазочувствительного выпрямителя (см. рис. V.36, *а*) требуется дополнительный элемент — источник опорного напряжения (удвоитель частоты). Это значительно усложняет схему усилителя. Последнее окупается значительным, по сравнению с другими типами модулятора, снижением порога чувствительности.

Если числа витков обмоток одинаковы и магнитные характеристики сердечников и геометрические размеры совпадают, то при отсутствии входного сигнала напряжение на выходе модулятора будет равно нулю. Однако в действительности абсолютную идентичность сердечников получить нельзя. Поэтому выходное напряжение не равно нулю, но при отсутствии составляющей четных гармоник в напряжении источника питания и ввиду симметрии кривой намагничивания сердечников $B(-H_m) = -B(H_m)$ в напряжении небаланса отсутствуют четные гармоники.

Основное достоинство магнитных модуляторов с удвоением частоты и состоит в том, что никакие колебания напряжения источника питания, температуры окружающей среды и различие в характеристиках сердечников не могут вызвать появление четных гар-

моник напряжения при отсутствии входного сигнала, при условии, что составляющая второй гармоники отсутствует в напряжении источника питания. Поэтому, если на выходе модулятора поместить узкополосный фильтр, пропускающий лишь вторую гармонику, и усиливать в дальнейшем сигнал избирательным усилителем переменного тока, то при использовании схемы рис. V.36, *а* можно построить усилитель постоянного тока со стабильным нулем. Предельный порог чувствительности модуляторов этого типа ограничивается магнитными шумами и соответствует для некоторых сплавов мощности усиливаемого сигнала порядка 10^{-19}—10^{-17} Вт [5, 7].

При наличии четных гармоник в напряжении источника питания и некоторой неидентичности сердечников нижний порог чувствительности модулятора значительно повышается.

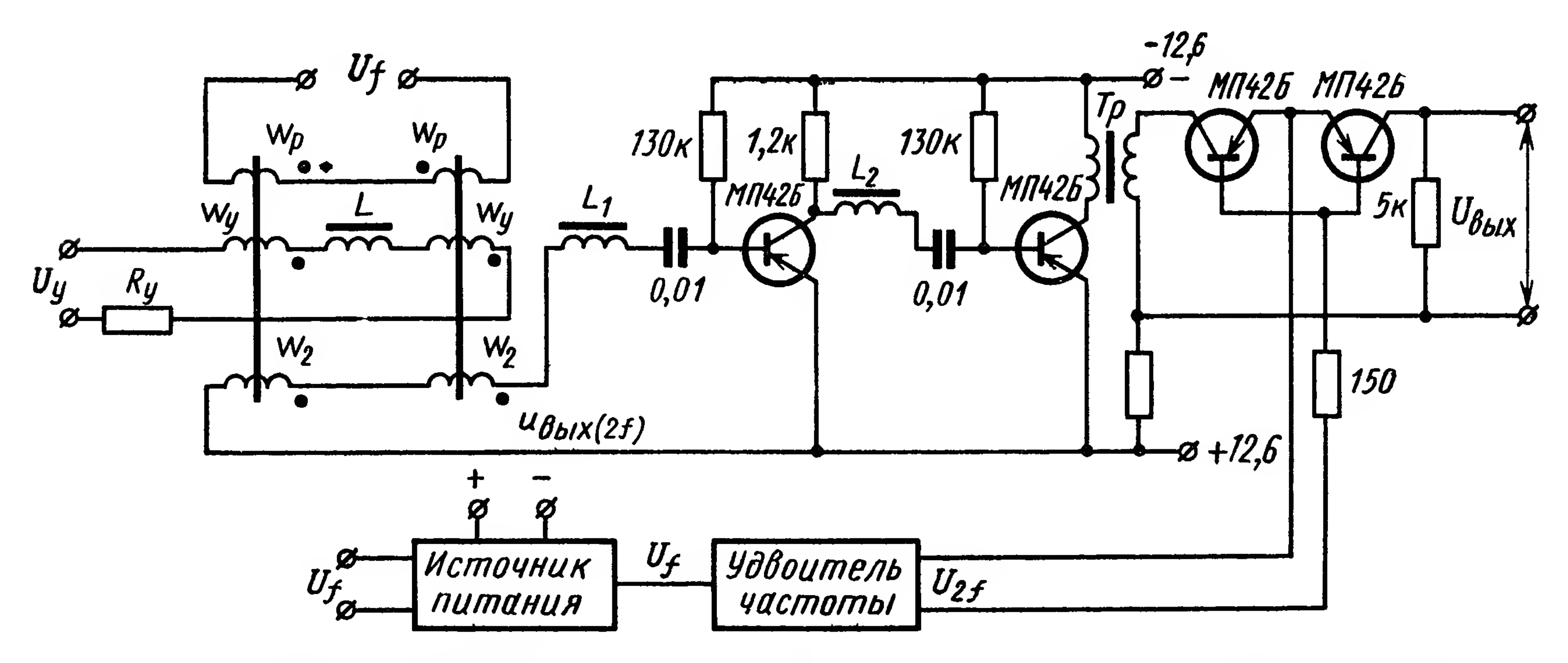


Рис. V.40. Схема магнитно-транзисторного усилителя на основе модулятора с удвоением частоты

К числу недостатков модуляторов с удвоением частоты относится также и то, что при слабых входных сигналах составляющая второй гармоники (полезный сигнал) часто значительно меньше напряжения помехи нечетных гармоник, даже при наличии схемы балансировки, на —40 ÷ —60 дБ. Поэтому для подавления нечетных гармоник на выходе модулятора должен быть включен полосовой фильтр, настроенный на вторую гармонику.

На рис. V.40 приведена принципиальная схема усилителя постоянного тока, предназначенного для измерительного преобразователя [3] при изменении слабых сигналов в пределах от 0 до 3 мВ с погрешностью 0,1—0,2%.

Применение на входе усилителя магнитного модулятора с взаимно перпендикулярными полями и выходом на второй гармонике (рис. V.38, *б* при замкнутом ключе *К*) позволяет значительно упростить транзисторный усилитель, так как ввиду естественной развязки обмоток возбуждения и выхода напряжение помехи на зажимах выходной обмотки не превышает нескольких милливольт.

Величина напряжения второй гармоники на выходе модулятора и коэффициент усиления по напряжению при известных магнитных

характеристиках и геометрических размерах сердечников могут быть определены расчетным путем.

При аппроксимации кривой намагничивания сердечника $B = \frac{2B_s}{\pi} \operatorname{arctg} \beta H$, действующее значение напряжения удвоенной частоты на выходе усилителя

$$E_2 = 4\omega w_2 \Delta H \mu_{д\ max} \mu_0 K_2, \quad (V.106)$$

где ΔH — напряженность поля сигнала;

K_2 — безразмерный коэффициент передачи, который зависит только от произведения βH.

Для значения K_2 (для второй гармоники) имеем

$$K_2 = \frac{4}{\beta^2 H_m^2}\left(\frac{1+0{,}5\beta^2 H_m^2}{\sqrt{1+\beta^2 H_m^2}} - 1\right). \quad (V.107)$$

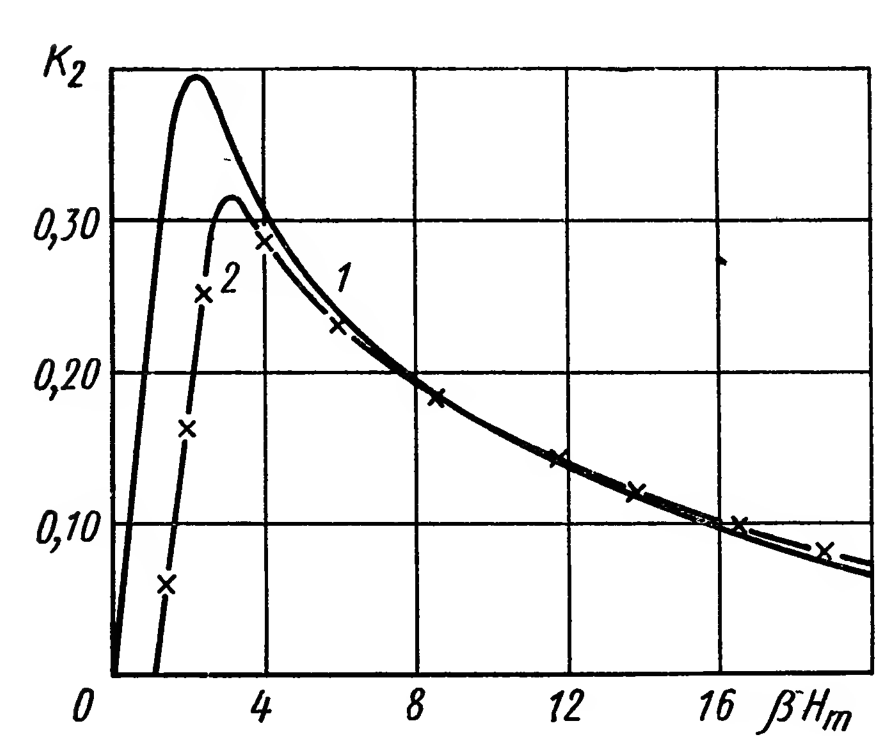


Рис. V.41. Зависимость чувствительности (коэффициента усиления) от напряженности поля возбуждения модулятора с удвоением частоты

На рис. V.41 приведена зависимость K_2 от βH_m для модулятора на сердечниках из сплава 80НХС. Заметное расхождение между расчетной кривой *1* и экспериментальной кривой *2*, наблюдаемое в нерабочей области при весьма слабых переменных полях, обусловлено явлением гистерезиса.

Постоянная времени цепи управления модулятора определяется по формуле

$$T_y = \frac{L_y + L}{R_y} = \frac{KL_y}{R_y} = \frac{1{,}6Kw_y^2 S}{lR_y 10^8} \cdot \frac{\beta B_s}{\sqrt{1+\beta^2 H_m^2}}, \quad (V.108)$$

где L — индуктивность дросселя; обычно выбирают $L = (2 \div 4)\, L_y$, $K = 1 + \frac{L}{L_y}$.

Нежелательное воздействие составляющих нечетных гармоник выходного напряжения модулятора с удвоением частоты на входные цепи последующих каскадов усиления может быть значительно уменьшено путем селективного выпрямления напряжения четных гармоник при помощи своеобразных выпрямителей на нелинейных симметричных сопротивлениях. В этом случае в качестве последующего каскада может быть применен магнитный [7, 9] или транзисторный усилитель постоянного тока.

В качестве нелинейных симметричных сопротивлений используются полупроводниковые карборундовые сопротивления (рис. V.42, *б*) или два параллельно включенных (навстречу) полупроводниковых диода (рис. V.42, *в*). Для увеличения эффективности выпрямителя и возможности достижения большей симметрии вольтамперной характеристики в качестве нелинейного симметричного

сопротивления применяются мостиковые схемы с источником опорного напряжения (рис. V.42, *г*) и кремниевым стабилитроном в диагоналях (рис. V.42, *д*). На рис. V.42, *е*, *ж* приведены соответственно вольт-амперные характеристики схем, показанных на рис. V.42, *в*, *г*. Если абсолютная величина внешнего напряжения u меньше опорного напряжения U_0, то мост заперт и ток $i = 0$. При $|u| > U_0$ мост отпирается и через него протекает ток $i = \frac{|u| - U_0}{R}$, где R — активное сопротивление всей цепи.

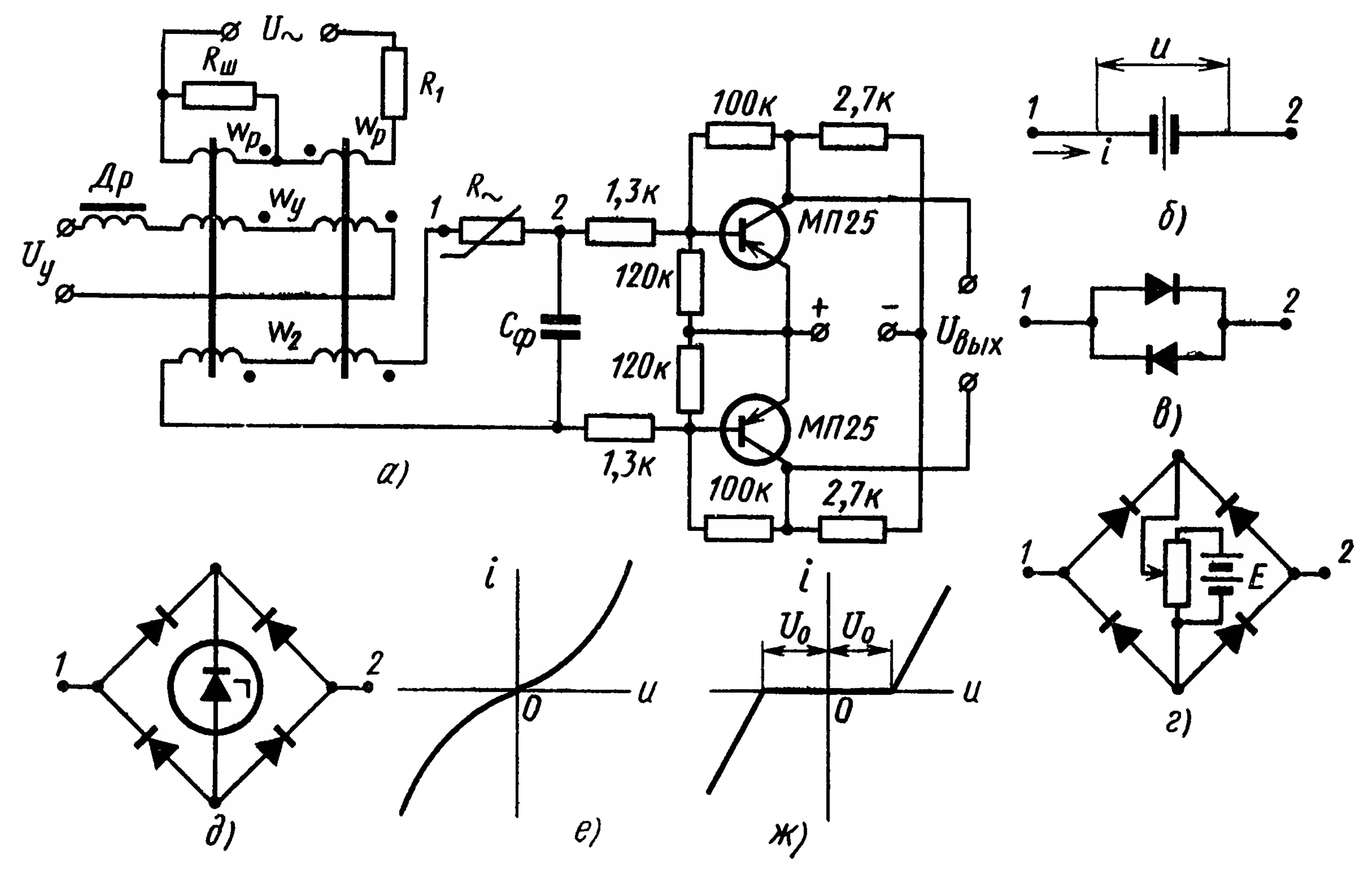


Рис. V.42. Магнитно-транзисторный усилитель с низким порогом чувствительности и стабильными характеристиками:

а — принципиальная схема; *б*, *в*, *г*, *д* — принципиальные схемы нелинейных симметричных сопротивлений; *е*, *ж* — их вольт-амперные характеристики

На рис. V.42, *а* приведена принципиальная схема усилителя, где в качестве симметричного нелинейного сопротивления использован выпрямительный мост (рис. V.42, *д*). Напряжение основной частоты, необходимое для осуществления выпрямления четных гармоник, вводится во вторичную цепь модулятора путем его разбалансировки сопротивлением $R_ш$, шунтирующим одну из первичных обмоток $w_р$. Сопротивление R_1 ограничивает величину тока возбуждения после насыщения сердечников. Модулятор в схеме (рис. V.42, *а*) работает в режиме импульсного выхода. При отсутствии четных гармоник в напряжении, индуктируемом на зажимах обмотки w_2, ток, протекающий через нелинейное сопротивление, не содержит постоянной составляющей. Такая составляющая появится при нарушении равенства амплитуд положительных и отрицательных полуволн выходного напряжения при наличии сигнала на входе модулятора.

Магнитные усилители с выпрямлением четных гармоник напряжения нелинейным симметричным сопротивлением имеют наиболее

высокую чувствительность и стабильность нуля из всех известных типов магнитных усилителей. Их нижний порог чувствительности составляет примерно 10^{-14}—10^{-13} Вт при значительных колебаниях амплитуды и частоты питающего напряжения и температуры окружающей среды.

Среднее значение напряжения на выходе E_{xx} в режиме холостого хода приближенно может быть определено по формуле

$$E_{xx} = 8 \frac{w_2 w_y f S I_y}{l} \mu_0 \mu_{д\,max}. \qquad (V.109)$$

Напряжение на нагрузке

$$U_н = \frac{R_н}{R_i} E_{xx}, \qquad (V.110)$$

где $R_i = R + 2R_в + R_д$ — внутреннее сопротивление усилителя, равное сумме активного сопротивления обмотки R, сопротивления одного из диодов моста в прямом направлении $R_в$ и динамического сопротивлени $R_д$ кремниевого стабилитрона.

При расчете $U_н$ необходимо учитывать тот факт, что величина R_i непостоянна и изменяется с изменением сопротивления нагрузки. Это обусловлено тем, что величина прямого сопротивления диодов зависит от величины тока, протекающего через диоды.

С целью уменьшения пульсаций выходного напряжения сопротивление нагрузки шунтируется конденсатором $C_ф$. Одновременно с уменьшением напряжения пульсаций при этом достигается увеличение коэффициента усиления по току в 2—2,5 раза.

Для примера, характеристика холостого хода МУ, выполненного на тех же сердечниках с обмотками, что и магнитный модулятор с удвоением частоты в схеме (см. рис. V.40), согласно формуле (V.109)

$$E_{xx} = 6{,}1 \cdot 10^3 I_y,$$

где E_{xx} — напряжение холостого хода, В;

I_y — ток управления, А.

При напряженности поля возбуждения $H_m \approx 15$ А/см и частоте 420 Гц измеренная характеристика холостого хода $E_{xx} = 6{,}5 \cdot 13^3\, I_y$.

Заметим, что для определения параметров дросселя, включенного последовательно с обмоткой управления, и определения постоянной времени цепи управления усилителя применима формула (V.108). Примером построения усилителя в соответствии с блок-схемой (см. рис. 36, *б*) является МУ двухфазного электродвигателя типа ДАД 350/50 (см. рис. V.27).

В усилителе (см. рис. V.36, *в*) в качестве входного каскада может быть применен магнитный широтно-импульсный модулятор, выходное напряжение которого, при наличии сигнала, имеет вид импульсов постоянной амплитуды, а длительность импульсов пропорциональна величине входного сигнала. В схеме усилителя

(рис. V.43) роль широтно-импульсного модулятора выполняет магнитный усилитель с самонасыщением и выходом на переменном токе (см. рис. V.25) с уменьшенным количеством диодов, при питании рабочей цепи от источника напряжения прямоугольной формы. Выходное напряжение со вторичных обмоток w_2 согласующего и разделительного трансформатора Tp_1 подается к цепям эмиттер — база транзисторных ключей K_1 и K_2, которые вместе с питающим трансформатором Tp_2 образуют фазочувствительный выпрямитель, на выходе которого включено активное сопротивление нагрузки $R_н$. Для уменьшения пульсаций выходного напряжения сопротивление нагрузки $R_н$ шунтируется конденсатором $C_ф$.

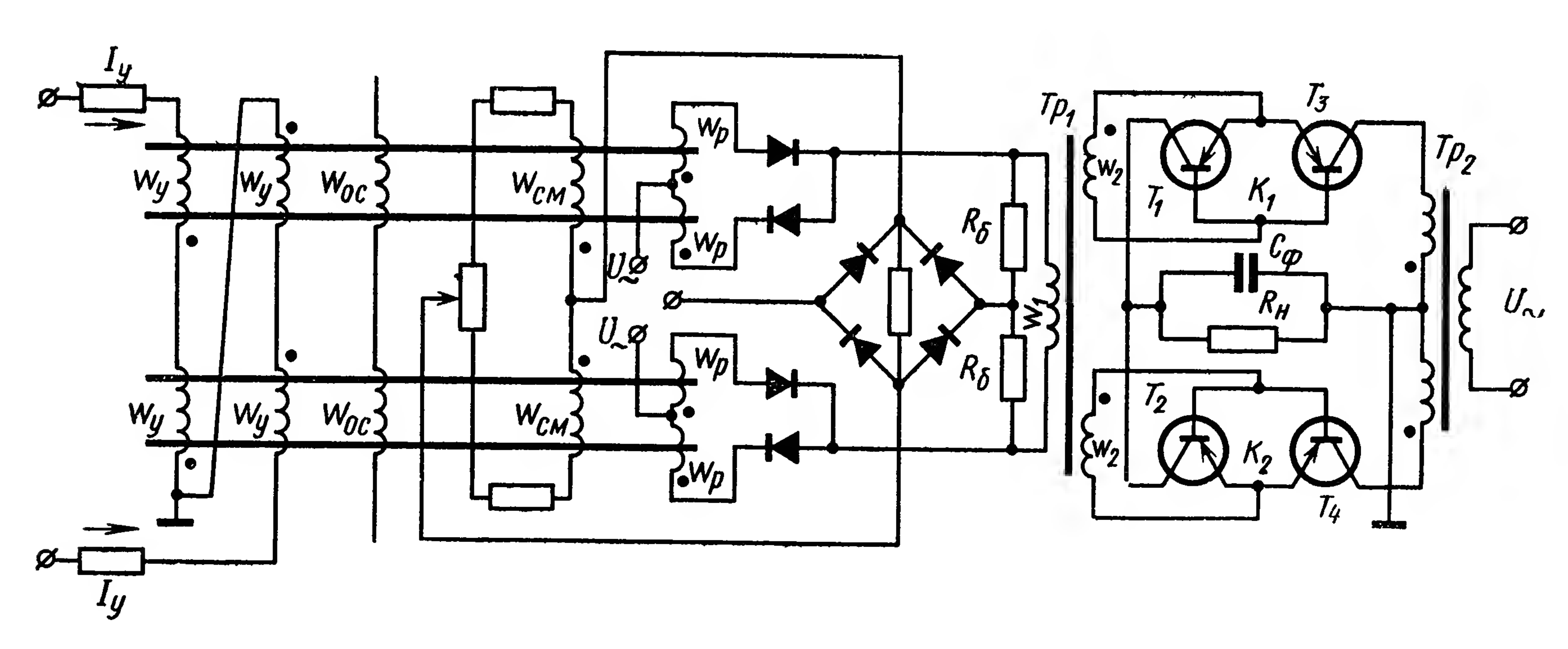


Рис. V.43. Магнитно-полупроводниковый усилитель с широтно-импульсным усилителем на входе

Для определения среднего значения напряжения на сопротивлении $R_н$ имеем [2]

$$U_{н\ средн} = \frac{U_п \frac{T_и}{T_з}}{\left(1+\frac{R_i}{R_н}\right)} \left[\frac{2\frac{T_р}{T}}{2\frac{T_р}{T}-1} - \frac{T_п}{T} \right], \qquad (V.111)$$

где T — период напряжения источника питания;

$T_и$ — длительность импульса;

$T_з = C_ф \frac{R_i R_н}{R_i + R_н}$ — постоянная времени цепи заряда;

$T_р = C_ф R_н$ — постоянная времени цепи разряда;

$R_i = R_0 + R_к$ — активное сопротивление обмотки трансформатора питания;

$R_к$ — сопротивление открытого ключа;

$U_п$ — амплитуда напряжения питания.

На рис. V.44 построены зависимости $U_{н\ средн} = f(T_и)$ при $T_з = T_{и\ max} = \frac{T}{4}$ и двух значениях $T_р = 2,5\ T$ (кривая 1) и $T_р = 5T$ (кривая 2), получаемых путем изменения величины $R_н$ при $C_ф = \text{const}$.

При $T_р \to \infty$ из формулы (V.111) найдем

$$U_{н\ средн} = \frac{U_п \frac{T_п}{T_з}}{\left(1+\frac{R_i}{R_н}\right)} \left(\frac{T-T_и}{T}\right). \qquad (V.112)$$

Как видно из рис. V.44, характеристика $U_{н\ средн} = f(T_и)$ нелинейна. Однако характеристика вход — выход усилителя (см. рис. V.43) может быть в значительной степени «исправлена» путем выбора рабочей точки на характеристике однотактных усилителей, входящих в схему двухтактного усилителя.

На рис. V.45 приведены характеристики вход — выход усилителя, в котором магнитный усилитель собран на сердечниках с размерами 28 × 20 × 5 мм из материала 79НМУ. Рабочие

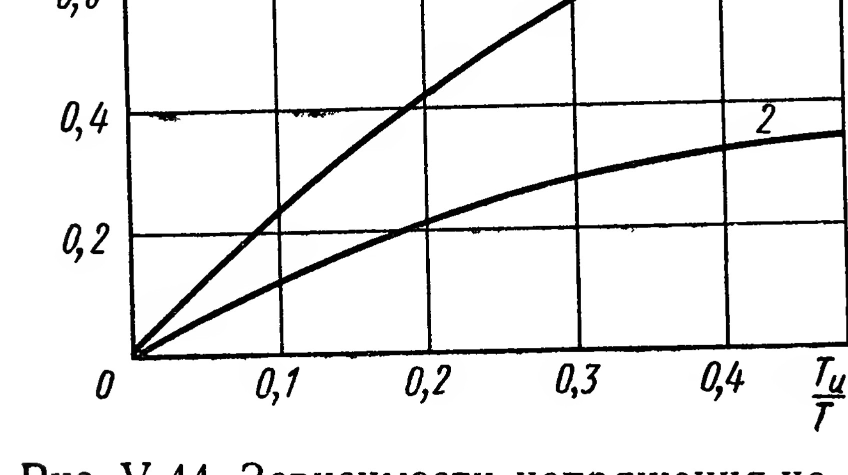


Рис. V.44. Зависимости напряжения на выходе от длительности импульса для выходной ступени усилителя рис. V.43

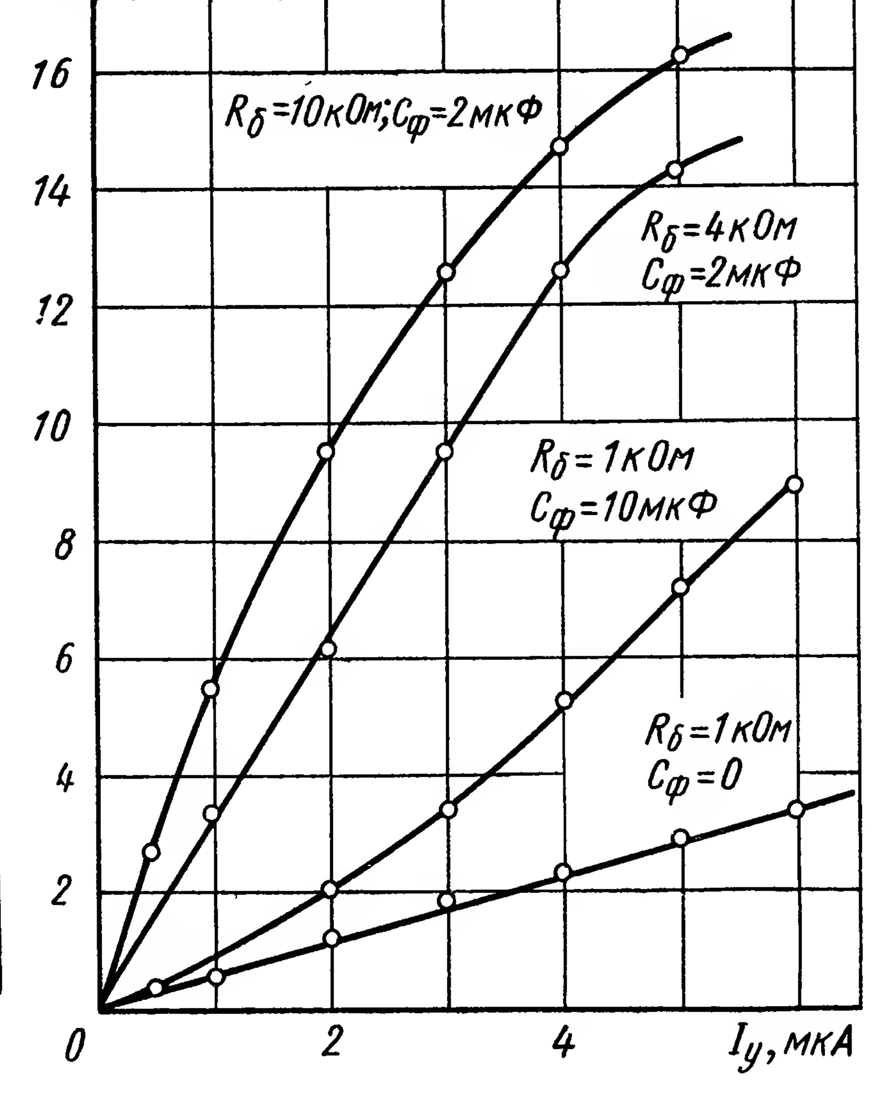


Рис. V.45. Характеристики вход — выход усилителя по схеме рис. V.43

обмотки $w_р$ и управления $w_у$ имеют по 500, а смещения $w_{см}$ — 100 витков. Ключи K_1 и K_2 выполнены на транзисторах типа МП25. При напряжении питания $U_п$ = 20 В и сопротивлении нагрузки $R_н$= 5 кОм, $C_ф$ = 10 мкФ линейный участок характеристики составляет 65% от напряжения питания и коэффициент усиления по напряжению K_U = 2000.

На рис. V.46 показано применение транзисторов в качестве управляемых ключей с целью повышения к. п. д. двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе [7]. До насыщения сердечника однотактного усилителя его входное напряжение недостаточно, чтобы открыть транзистор, и ток через его эмиттер-коллекторный переход практически равен нулю. После насыщения сердечника в рабочем полупериоде транзистор откры-

вается. Если усилитель работает в режиме класса В, то один из транзисторов в течение всего полупериода питающего напряжения будет закрыт, а другой открыт, т. е. величина тока на выходе схемы (рис. V.46) примерно такая же, как и для однотактного усилителя. К. п. д. схемы, показанной на рис. V.46, примерно в 6 раз выше, чем схемы, приведенной на рис. V.30, *а*.

Магнитно-транзисторный усилитель с одним диодом позволяет весьма просто осуществить реверсивные двухполупериодные усилители, управляемые сигналами переменного тока u_c той же частоты, что и питающее напряжение (рис. V.47, *а*). При отсутствии входного сигнала сопротивление эмиттер-коллекторного перехода обоих транзисторов мало из-за наличия постоянного напряжения

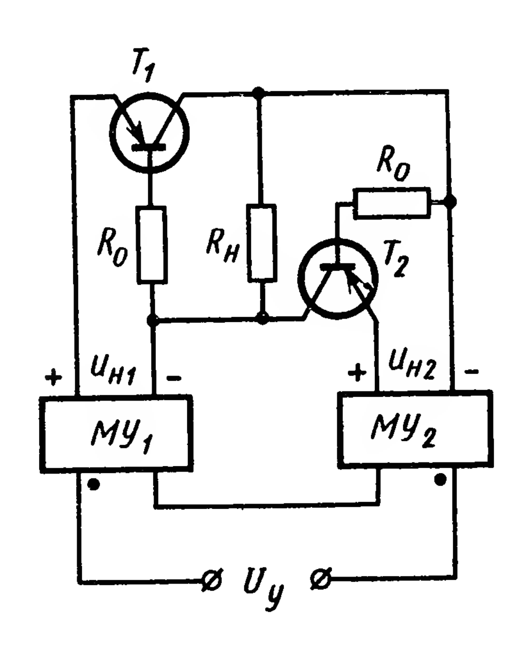


Рис. V.46. Применение управляемых транзисторных ключей для повышения к. п. д. магнитного усилителя

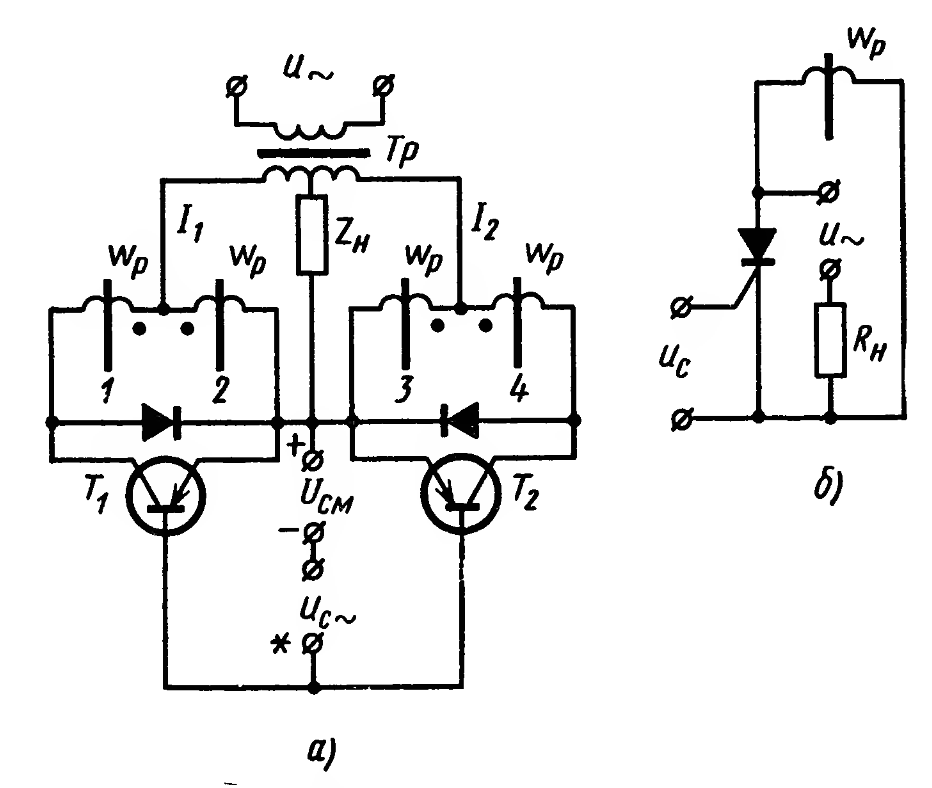


Рис. V.47. Схемы магнитных усилителей, управляемых сигналом переменного тока

смещения $U_{см}$ соответствующей полярности. Поэтому токи в рабочих обмотках однотактных усилителей имеют минимально возможные значения. Если входной сигнал совпадает по фазе с напряжением питания u (на рис. V.47, *а* это условие показано звездочкой), то сигнал запрет тразистор T_2 в управляющем полупериоде для сердечника *4*, что приведет к увеличению тока I_2 на выходе магнитного усилителя. Сигнал указанной фазы не влияет на работу сердечников *1* и *2*, так как сигнал запирает транзистор T_1, когда для сердечника *1* рабочий полупериод, и отпирает его, когда имеет место управляющий полупериод. Поэтому ток I_1 сохраняет минимальное значение. При изменении фазы u_c на 180° обе половины схемы меняются ролями, и фаза выходного напряжения изменяется на 180°.

Транзистор, дроссель *А* и диод могут быть заменены одним кремниевым управляемым диодом [2] согласно рис. V.47, *б*. Здесь входной сигнал u_c определяет угол «зажигания» управляемого диода в его рабочем полупериоде. До этого в интервале $0 \leqslant \omega t \leqslant \alpha$ диод заперт. Все напряжение питания прикладывается к параллельно включенному дросселю и перемагничивает его от B_s до $B_у$. После

открытия диода, падение напряжения на нем в интервале $\alpha \leqslant \omega t \leqslant \pi$ не превышает 1 В. Поэтому индукция сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса практически не изменяется. В следующий полупериод (рабочий для дросселя) в интервале $\pi \leqslant \omega t \leqslant \pi + \alpha$ дроссель перемагничивается от $B_у$ до B_s. После насыщения сердечника напряжение питания почти полностью прикладывается к нагрузке. Таким образом, дроссель автоматически повторяет поведение управляемого диода.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бамдас А. М., Шапиро С. В.** Стабилизаторы с подмагничиваемыми трансформаторами. М., «Энергия», 1965, 159 с.
2. **Боярченков М. А., Кербников Ф. И., Раев В. К., Розенблат М. А.** Импульсные регуляторы на бесконтактных магнитных элементах М., «Энергия», 1966, 120 с.
3. **Измерительные** преобразователи постоянного тока. Под ред. Л. А. Синицкого. Киев, изд-во «Наукова Думка», 1966, 376 с.
4. **Липман Р. А., Негневицкий И. Б.** Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением. Издание МЭИ, 1966, 120 с.
5. **Розенблат М. А.** Магнитные усилители. Изд. 3-е Т 1, 2. М., «Советское радио», 1960, 538, 435 с.
6. **Розенблат М. А.** Магнитные усилители и модуляторы. М. — Л., Госэнергоиздат, 1963, 112 с.
7. **Розенблат М. А.** Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., «Наука», 1966, 719 с.
8. **Сторм Г. Ф.** Магнитные усилители. Пер. с англ О. И. Авена Под ред. Б. С. Сотскова. М., ИЛ, 1957, 568 с.
9. **Тищенко Н. М.** Магнитные усилители повышенной стабильности. М. — Л., Госэнергоиздат, 1963, 113 с.

ГЛАВА VI

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В системах автоматического регулирования и управления широкое распространение получили электромашинные усилители (ЭМУ), применяемые в качестве усилителей мощности.

Основными достоинствами ЭМУ являются высокие коэффициенты усиления по мощности, току и напряжению, сравнительно малая инерционность, высокая перегрузочная способность, хорошие эксплуатационные характеристики.

Основные технические характеристики электромашинных усилителей

Таблица VI.1

Технические характеристики		Значения параметров
Коэффициент усиления по напряжению k_U		$3 \div 30$
Коэффициент усиления по току k_I		$130 \div 830$
Коэффициент усиления по мощности k_P		$4 \cdot 10^2 \div 25 \cdot 10^3$
Предельные энергетические параметры	Максимальная выходная мощность $P_{вых\ max}$, Вт	10^5
	Мощность на единицу массы $P_{уд}$, Вт/кг	$25 \div 50$
	Минимальный входной ток $I_{вх\ min}$, А	10^{-3}
	Минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$, В	1
	К. п. д. η, %	90
	Ресурс работы $t_р$, ч	10^3
Предельные параметры среды	Температурный диапазон Δt, °С	$-40 \div +70$
	Относительная влажность, %	80
	Вибростойкость	$30\,g$
	Радиационная стойкость, нейтрон/м	
Ток на входе		Постоянный
Ток на выходе		»
Полоса пропускания Δf, Гц		$1,5 \div 4,5$
Внутренние шумы $P_ш$, Вт		10^{-3}

Электромашинные усилители находят применение в силовых электрических системах автоматического регулирования в самых различных областях техники. В настоящее время наша промышленность выпускает большую серию ЭМУ мощностью от 0,5 до 100 кВт, коэффициент усиления по мощности которых достигает величины, равной $25 \cdot 10^3$.

Основные технические характеристики ЭМУ приведены в табл. VI.1

1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ, КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

К электромашинному усилителю, как и к любому усилителю мощности, используемому в системах автоматического регулирования, предъявляются следующие основные требования:

1. Коэффициент усиления по мощности должен быть возможно большим. Выполнение этого требования приводит к упрощению аппаратурного решения всех элементов, предшествующих ЭМУ.

2. ЭМУ должен быть малоинерционным, т. е. все постоянные времени, входящие в передаточные функции ЭМУ, должны быть возможно малыми. Выполнение этого требования позволяет повысить быстродействие системы автоматического регулирования в целом.

3. ЭМУ должен обладать высокой перегрузочной способностью, т. е. допускать значительное превышение входного напряжения относительно номинального. Выполнение этого требования дает возможность использовать ЭМУ в системах, где возможны кратковременные многократные перегрузки.

Основными параметрами и характеристиками ЭМУ, учитывающими перечисленные требования, являются следующие:

коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности;

передаточные функции и величины постоянных времени и коэффициентов демпфирования, входящих в них;

степень форсировки по напряжению и току;

характеристики холостого хода;

нагрузочные характеристики.

Коэффициентами усиления ЭМУ по напряжению k_U, току k_I и мощности k_P называются отношения приращений напряжения, тока и мощности на выходе ЭМУ к соответствующим приращениям на входе в установившемся состоянии.

Если обозначить величины приращений напряжения, тока и мощности на выходе ЭМУ соответственно через $\Delta U_{вых}$, $\Delta I_{вых}$ и $\Delta P_{вых}$, а на входе — через $\Delta U_у$, $\Delta I_у$ и $\Delta P_у$, то

$$k_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_у}; \quad k_I = \frac{\Delta I_{вых}}{\Delta I_у}; \quad k_P = \frac{\Delta P_{вых}}{\Delta P_у}. \qquad (VI.1)$$

Коэффициенты усиления ЭМУ вообще являются непостоянными и неоднозначными величинами. Это является следствием насыщения и гистерезиса магнитной системы ЭМУ.

Для уменьшения гистерезиса, а следовательно, для устранения неоднозначности коэффициентов усиления в ЭМУ используются стали с узкой петлей гистерезиса.

Для устранения непостоянства коэффициентов усиления номинальные величины устанавливаются в ЭМУ с таким расчетом, чтобы магнитная система ЭМУ была ненасыщенной.

Передаточная функция ЭМУ определяется в виде отношения изображения выходного напряжения обычно к входному напряжению, реже к входному току.

Степенью форсировки по току φ_i и напряжению φ_u называются отношения максимально допустимого входного тока и напряжения к их номинальным значениям, а характеристиками холостого хода — зависимости выходных и промежуточных величин у многоступенчатых ЭМУ от входных величин (обычно входного напряжения, реже тока) при отключенной нагрузке.

Нагрузочной (или внешней) характеристикой ЭМУ называется зависимость напряжения нагрузки от тока нагрузки при постоянном $I_у$.

Основными классификационными признаками ЭМУ являются число ступеней усиления и ориентация управляющего магнитного потока второй (и третьей) ступени усиления по отношению к управляющему магнитному потоку первой ступени усиления.

По числу ступеней усиления ЭМУ подразделяются на одно-, двух- и трехступенчатые. Теоретически возможно и большее число ступеней, но практически это нецелесообразно.

По ориентации управляющего магнитного потока второй ступени двух- и трехступенчатые ЭМУ подразделяются на ЭМУ с поперечным, ЭМУ с продольным полем и ЭМУ с продольно-поперечным полем.

Одноступенчатые ЭМУ получили название ЭМУ с независимым возбуждением; при наличии в них обмоток самовозбуждения — ЭМУ с самовозбуждением.

2. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

ЭМУ с независимым возбуждением. Простейшим типом ЭМУ является ЭМУ с независимым возбуждением, в качестве которого может быть использован генератор постоянного тока обычного исполнения.

Принципиальная схема ЭМУ с независимым возбуждением приведена на рис. VI.1. Это двухполюсная машина постоянного тока, статорная обмотка которой используется в качестве обмотки управления, а ротор вращается от приводного электродвигателя с постоянной скоростью Ω. При подаче на обмотку управления $w_у$ напряжения $U_у$ по обмотке протекает ток $i_у$. В генераторе создается магнитный поток $\Phi_у$. В обмотках ротора наводится э. д. с., максимум которой $e_{вых}$ снимается со щеток, расположенных по поперечной оси. Э. д. с. $e_{вых}$ является выходной величиной ЭМУ.

На рис. VI.2. приведена характеристика холостого хода ЭМУ с независимым возбуждением, представляющая собой зависимость э. д. с. на выходе $E_{\text{вых}}$ от напряжения $U_{\text{у}}$ на управляющей обмотке в установившемся состоянии. При этом гистерезисная петля характеристики холостого хода ЭМУ заменена кривой средних значений э. д. с. при прямом и обратном намагничивании и не учтена также нелинейность характеристики холостого хода при малых значениях $U_{\text{у}}$. При принятых упрощениях характеристика холостого хода

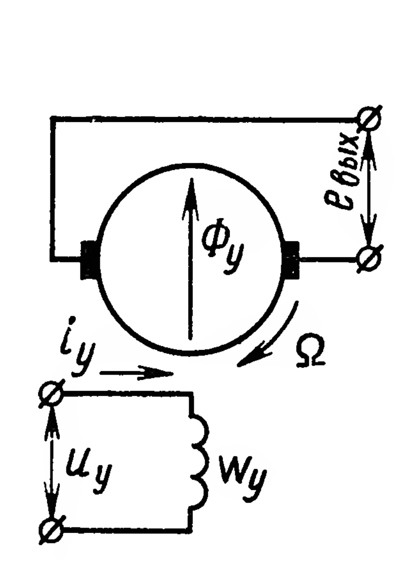


Рис. VI.1. Принципиальная схема ЭМУ с независимым возбуждением

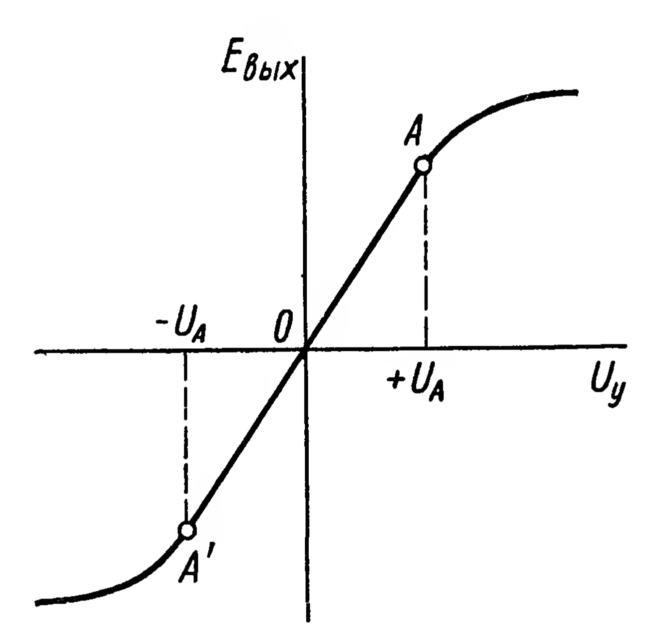


Рис. VI.2. Характеристика холостого хода ЭМУ с независимым возбуждением

на некотором интервале A — A' является линейной. Номинальная величина напряжения $U_{\text{у ном}}$ устанавливается так, что

$$U_{\text{уном}} < U_A$$

и в этом случае можно принять

$$E_{\text{вых}} = \Omega M_{\text{уя}} I_{\text{у}} = \frac{\Omega M_{\text{уя}} U_{\text{у}}}{r_{\text{у}}}, \qquad \text{(VI.2)}$$

где $E_{\text{вых}}$ — установившееся значение напряжения на выходе ЭМУ (э. д. с. на щетках ЭМУ);

$I_{\text{у}}$ — ток в цепи управления;

Ω — скорость вращения якоря;

$M_{\text{уя}}$ — коэффициент взаимной индукции между обмоткой управления и цепью якоря;

$r_{\text{у}}$ — активное сопротивление цепи управления.

Величина передаточного коэффициента усилителя, как это следует из формулы (VI.2),

$$k_{\text{уя}} = \frac{E_{\text{вых}}}{U_{\text{у}}} = \frac{\Omega M_{\text{уя}}}{r_{\text{у}}}. \qquad \text{(VI.3)}$$

Передаточную функцию ЭМУ с независимым возбуждением можно определить, записав уравнения, устанавливающие зависимость выходной величины усилителя от входной величины. В этой зависимости должно найти свое отражение явление гистерезиса, вихре-

вые токи в железных частях машины, реакция якоря, коммутационные токи и сдвиг щеток с магнитной нейтрали. Существенное влияние будет оказывать также и то, какую нагрузку имеет ЭМУ, т. е. чисто активную, индуктивную, емкостную или их определенные комбинации.

Рассмотрим динамические характеристики ЭМУ с независимым возбуждением. При этом будет рассматривать так называемый идеальный ЭМУ, у которого отсутствуют вихревые и коммутационные токи и явление гистерезиса, а магнитная система настолько ненасыщена, что зависимость между магнитными потоками и наводимыми ими э. д. с. линейна.

Для случая холостого хода, т. е. когда нагрузка ЭМУ отключена (рис. VI.1), справедливы следующие уравнения:

$$U_у(s) = (r_у + sL_у)\, I_у(s); \quad E_{вых}(s) = \Omega M_{уя} I_у(s), \qquad \text{(VI.4)}$$

где $U_у$, $I_у$, $r_у$ и $L_у$ — соответственно напряжение, ток, активное

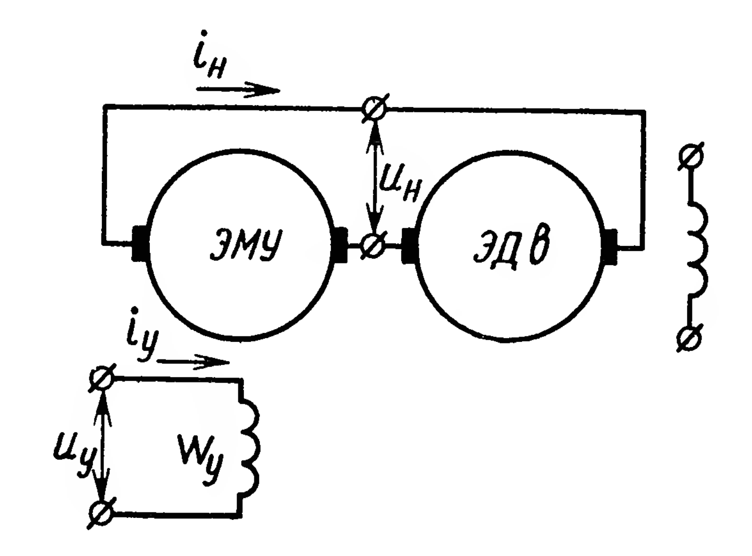


Рис. VI.3. Схема соединения ЭМУ и исполнительного электродвигателя постоянного тока при управлении со стороны якоря

сопротивление и коэффициент индуктивности обмотки управления ЭМУ.

Передаточная функция идеального ЭМУ при холостом ходе имеет вид

$$W(s) = \frac{E_{вых}(s)}{U_у(s)} = \frac{k_{уя}}{1 + sT_у}, \qquad \text{(VI.5)}$$

где

$$T_у = \frac{L_у}{r_у}.$$

В случае нагруженного ЭМУ справедливы как уравнения (VI.4), так и уравнение

$$E_{вых}(s) = (r_я + sL_я)\, I_н(s) + U_н(s), \qquad \text{(VI.6)}$$

где $I_н$, $U_н$ — соответственно ток и напряжение нагрузки;
$r_я$, $L_я$ — соответственно активное сопротивление и коэффициент индуктивности якорной цепи ЭМУ.

В частном случае, когда нагрузкой ЭМУ является электродвигатель постоянного тока (рис. VI.3), справедливы уравнения

$$U_н(s) = (r_н + sL_н)\, I_н(s) + C_е s\theta(s); \qquad \text{(VI.7)}$$

$$C_м I_н(s) = Js^2\theta(s), \qquad \text{(VI.8)}$$

где $r_н$, $L_н$ и θ — соответственно активное сопротивление, коэффициент индуктивности и угол поворота вала исполнительного электродвигателя;

$C_е$ — коэффициент противо-э. д. с. электродвигателя;

$C_м$ — коэффициент пропорциональности между током $I_н$ и моментом, развиваемым электродвигателем;

J — момент инерции вращающихся масс электродвигателя (нагрузка предполагается чисто инерционной).

Передаточная функция нагруженного идеального ЭМУ с независимым возбуждением имеет вид

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_у(s)} = \frac{k}{s(1+sT_у)(1+sT_1+s^2T_1T_м)}, \qquad (VI.9)$$

где T_1, $T_м$ — соответственно электрическая и электромеханическая постоянные времени цепи якоря

$$T_1 = \frac{L_н + L_я}{r_н + r_я}; \quad T_м = \frac{J(r_я + r_н)}{C_е C_м};$$

k — передаточный коэффициент ЭМУ — электродвигатель,

$$k = \frac{\Omega M_{уя}}{r_у C_е} = \frac{k_{уя}}{C_е}.$$

Для увеличения передаточного коэффициента и уменьшения постоянной времени ЭМУ с независимым возбуждением производят следующее:

1) магнитные системы ЭМУ выполняют шихтованными из листовой стали;

2) снижают число витков в секциях якоря (увеличивают число коллекторных пластин);

3) уменьшают отношение длины якоря к его диаметру.

Перечисленные мероприятия ослабляют демпфирующее действие вихревых токов и уменьшают э. д. с. в коммутирующих секциях якоря ЭМУ. Помимо этого, ЭМУ с независимым возбуждением имеет еще дополнительные полюса и обмотки, улучшающие коммутацию. И, наконец, ЭМУ работает обычно в таком режиме, что магнитная система является ненасыщенной.

Но даже с учетом всех этих мероприятий передаточный коэффициент по мощности такого ЭМУ равен лишь 20—100, а постоянная времени все так же велика.

ЭМУ с самовозбуждением. Усилители с самовозбуждением позволяют получить значительно большие коэффициенты усиления, нежели это возможно в случае ЭМУ с независимым возбуждением.

По принципу устройства и работы ЭМУ с самовозбуждением аналогичен генератору постоянного тока с самовозбуждением обычного исполнения. Отличается он от него по тем же самым признакам, по каким отличается ЭМУ с независимым возбуждением от генератора постоянного тока обычного исполнения.

В ЭМУ с самовозбуждением обмотка самовозбуждения по отношению к нагрузке ЭМУ может быть включена параллельно, последовательно и иметь смешанное включение.

На рис. VI.4, VI.5, VI.6 приведены принципиальные схемы ЭМУ с параллельным, последовательным и смешанным включением обмоток самовозбуждения ЭМУ. По принципу работы все три ЭМУ с самовозбуждением одинаковы. Каждый из усилителей имеет цепь положительной обратной связи, за счет чего и удается получить сравнительно высокие коэффициенты усиления.

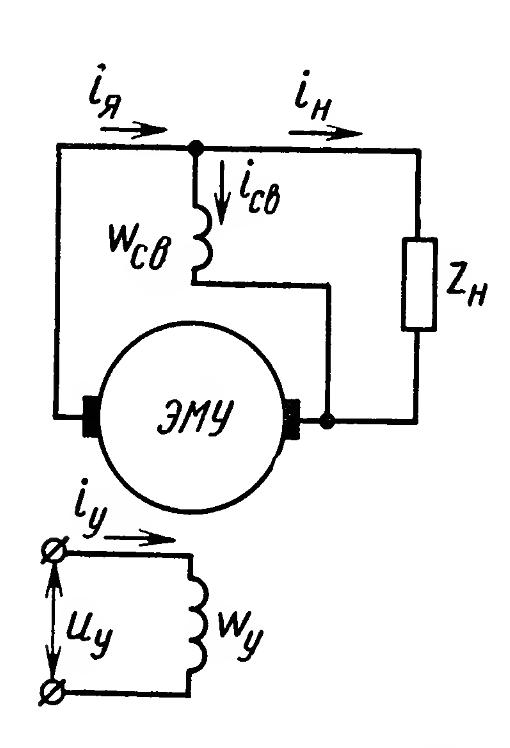


Рис. VI.4. Схема ЭМУ с параллельным включением обмотки самовозбуждения

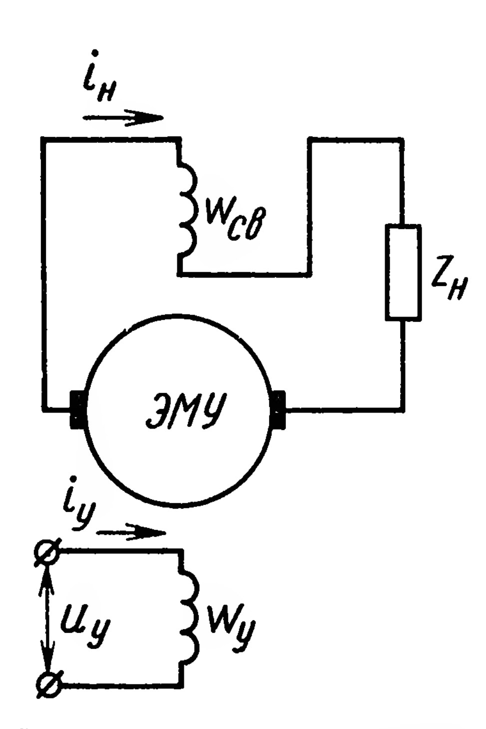


Рис. VI. 5. Схема ЭМУ с последовательным включением обмотки самовозбуждения

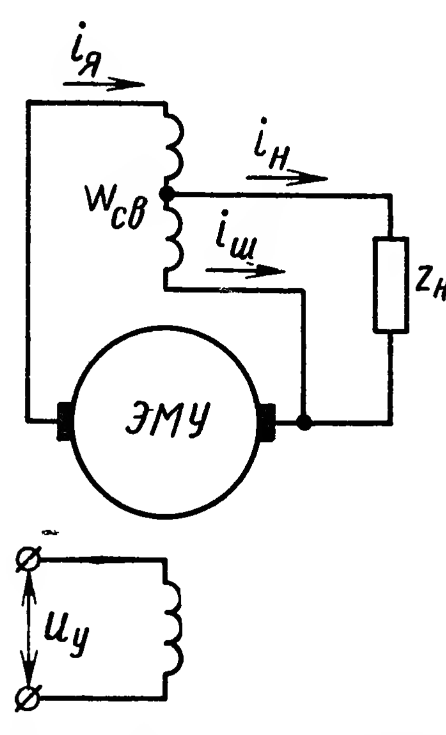


Рис. VI.6. Схема ЭМУ со смешанным включением обмоток самовозбуждения

Рассмотрим режим холостого хода. Вполне очевидно, что ЭМУ с последовательным самовозбуждением в режиме холостого хода идентичен ЭМУ с независимым возбуждением. Поэтому передаточная функция, величина передаточного коэффициента и постоянная времени ЭМУ с последовательным самовозбуждением будет определяться согласно уравнениям, полученным ранее для ЭМУ с независимым возбуждением.

В режиме холостого хода ЭМУ с параллельным самовозбуждением и ЭМУ со смешанным самовозбуждением идентичны. Для них справедлива следующая система уравнений (рассматривается идеальный ЭМУ):

$$\left.\begin{aligned} U_у(s) &= r_у(1+sT_у)I_у(s)+M_{у\,св}sI_я(s);\\ 0 &= -E_{вых}(s)+r_1(1+sT_1)I_я(s)+M_{у\,св}sI_у(s);\\ 0 &= -E_{вых}(s)+(M_{уя}I_у+M_{я\,св}I_я)\Omega, \end{aligned}\right\} \quad \text{(VI.10)}$$

где r_1 и T_1 — соответственно активное сопротивление и постоянная времени цепи якоря $\left(r_1 = r_я + r_{св},\ T_1 = \frac{L_я + L_{св}}{r_1}\right)$;

$L_{св}$ — индуктивность обмотки самовозбуждения;

$E_{вых}$ — э. д. с., наводимая в цепи якоря;

$M_{усв}$, $M_{уя}$ и $M_{ясв}$ — коэффициенты взаимной индукции между обмотками: управления и самовозбуждения, управления и якоря, самовозбуждения и якоря соответственно.

На рис. VI.7 приведена структурная схема ЭМУ с параллельным (а также и со смешанным) самовозбуждением в режиме холостого хода.

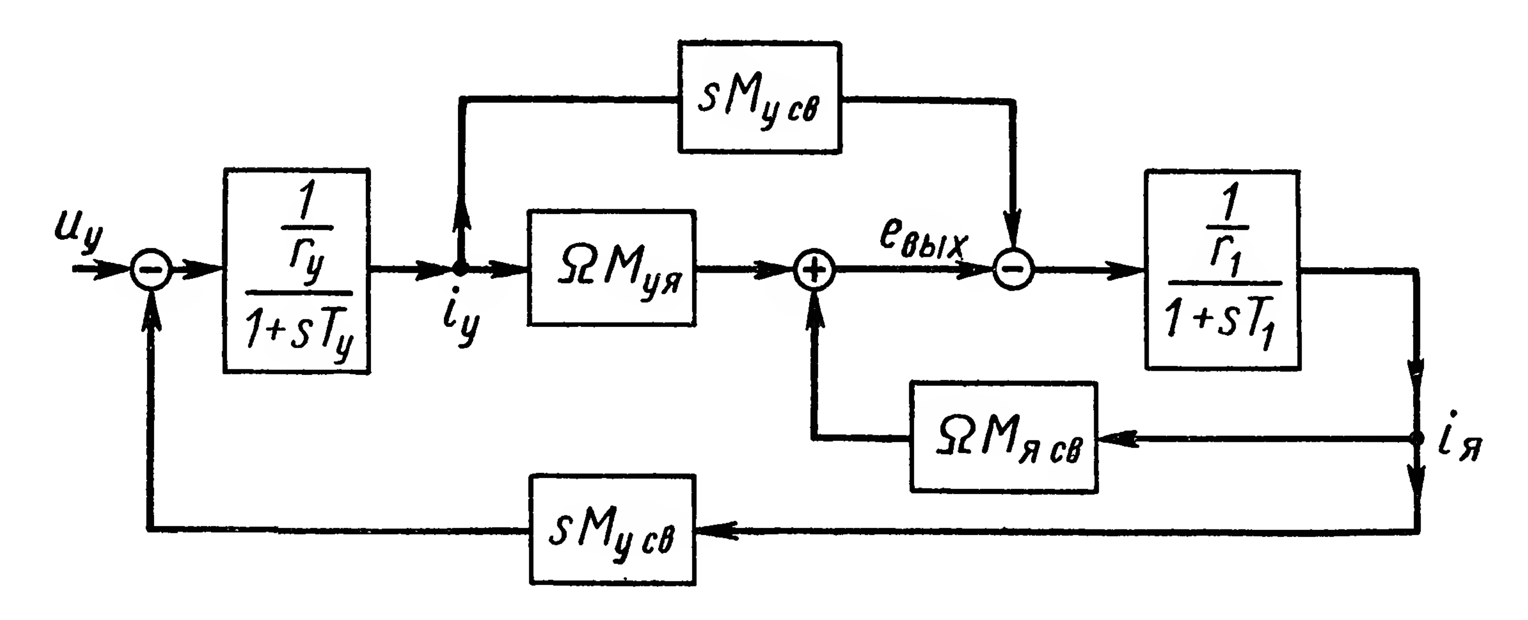


Рис. VI.7. Структурная схема ЭМУ с параллельным самовозбуждением в режиме холостого хода

Если за выходной параметр выбрать э. д. с. $e_{вых}$, наводимую в якорной цепи ЭМУ, то передаточная функция ЭМУ с параллельным и смешанным самовозбуждением в режиме холостого хода

$$W(s)=\frac{E_{вых}(s)}{U_{у}(s)}=\frac{k_u\left(1+sT_1-s\,\frac{k_{я\,св}M_{у\,св}}{k_{у\,я}r_{у}}\right)}{1+sT_{у}+\frac{1}{1-k_{я\,св}}\left[T_1+\frac{k_{у\,я}M_{у\,св}}{r_1}+s\left(T_1T_{у}-\frac{M^2_{у\,св}}{r_{у}r_1}\right)\right]},\tag{VI.11}$$

где

$$k_u=\frac{k_{у\,я}}{1-k_{я\,св}};$$

$k_{ясв}$ — передаточный коэффициент ЭМУ на участке обмотка самовозбуждения — обмотка якоря,

$$k_{я\,св}=\frac{\Omega M_{я\,св}}{r_1};$$

остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

Из полученных соотношений убеждаемся в том, что при приближении величины передаточного коэффициента $k_{ясв}$ к единице величина передаточного коэффициента ЭМУ с параллельным самовозбуждением, работающего в режиме холостого хода, неограниченно возрастает. При этом также неограниченно возрастают и постоянные времени.

При наличии нагрузки (электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением) процессы, имеющие место в системе идеальной ЭМУ с параллельным самовозбуждением — электродвигатель, можно исследовать, решив следующую систему уравнений (рис. VI.4):

$$\begin{gathered}U_{у} = r_{у}(1 + sT_{у}) I_{у} + M_{у\ св} s I_{я};\\ 0 = -(M_{у\ я} I_{у} + M_{я\ св} I_{я})\Omega + r_{я}(1 + sT_{я}) I_{я} +\\ + r_{св}(1 + sT_{св}) I_{св} + M_{у\ св} s I_{у};\\ 0 = -r_{св}(1 + sT_{св}) I_{св} - M_{у\ св} s I_{у} + r_{н}(1 + sT_{н}) I_{н} + C_{е} s\theta; \qquad (VI.12)\\ C_{м} I_{н} = J s^{2}\theta;\\ I_{я} = I_{св} + I_{н},\end{gathered}$$

где

$$T_{я} = \frac{L_{я}}{r_{я}}, \quad T_{св} = \frac{L_{св}}{r_{св}}, \quad T_{н} = \frac{L_{н}}{r_{н}};$$

$L_{св}$ и $r_{св}$ — соответственно коэффициент индуктивности и активное сопротивление обмотки самовозбуждения; остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

Выражение для передаточной функции нагруженного идеального ЭМУ с параллельным самовозбуждением несколько громоздко, поэтому целесообразно его представить в виде

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_{у}(s)} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2}{s(b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4)}. \qquad (VI.13)$$

Коэффициенты a и b определяются на основании уравнений (VI.12). Здесь лишь отметим следующее:

1) величина передаточного коэффициента нагруженного идеального ЭМУ с параллельным самовозбуждением

$$k = \frac{a_0}{b_0} = \frac{r_{св} k_{уя}}{C_{е} r_1 (1 - k_{я\ св})}; \qquad (VI.14)$$

2) величина коэффициента

$$\frac{b_1}{b_0} = T_{у} + \frac{1}{1 - k_{я\ св}}\left[T_{св} + T_1 + T_{м}\left(1 - \frac{r_1 k_{я\ св}}{r_{э}}\right) + \frac{k_{у\ я} M_{у\ св}}{r_1}\right], \qquad (VI.15)$$

где

$$r_{э} = \frac{r_{н}(r_{я} + r_{св}) + r_{я} r_{св}}{r_1};$$

$$T_{м} = \frac{J r_{э}}{C_{м} C_{е}}.$$

На основании выражений (VI.14) и (VI.15) можно сделать вывод, что при стремлении $k_{ясв}$ к единице величина передаточного коэффициента нагруженного идеального ЭМУ с параллельным самовозбуждением безгранично возрастает, но при этом безгранично возрастает и инерционность ЭМУ. Наиболее широкое практическое применение нашли ЭМУ с параллельным самовозбуждением; ЭМУ с последовательным самовозбуждением применяется

весьма редко. Это объясняется тем, что в ЭМУ с последовательным самовозбуждением положительная обратная связь, создаваемая обмоткой самовозбуждения, зависит от нагрузки. Этот тип ЭМУ может применяться, если ЭМУ работает на постоянную нагрузку.

3. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ПОПЕРЕЧНЫМ ПОЛЕМ

ЭМУ с двумя ступенями усиления, конструктивно выполненный в одной машине, называются ЭМУ с поперечным полем. Такое название эти ЭМУ получили потому, что магнитный поток управления второй ступенью усиления расположен перпендикулярно к магнитному потоку управления первой ступенью. Так как принято считать, что магнитный поток первой ступени, создаваемый входной управляющей обмоткой, направлен по продольной оси ЭМУ, то, естественно, магнитный поток управления второй ступени направлен по поперечной оси ЭМУ. Поэтому этот класс двухступенчатых ЭМУ и получил название ЭМУ с поперечным полем.

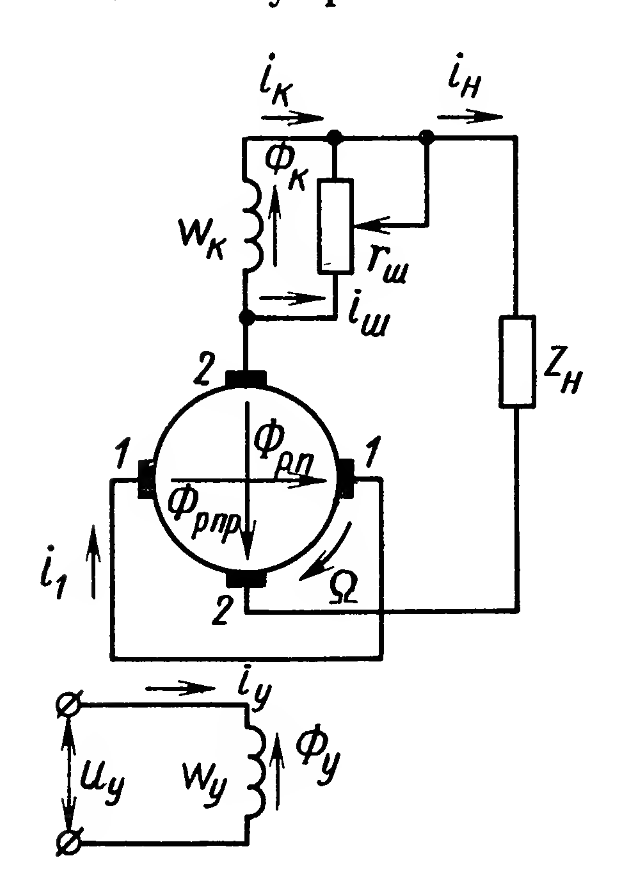


Рис. VI.8. Принципиальная схема ЭМУ с поперечным полем

ЭМУ с поперечным полем представляет собой генератор постоянного тока, на коллекторе которого расположены две пары щеток (рис. VI.8): щетки *1—1*, расположенные по поперечной оси ЭМУ и соединенные с обмоткой якоря, лежащей в продольной плоскости ЭМУ, и щетки *2—2*, расположенные по продольной оси ЭМУ и соединенные с обмоткой якоря, лежащей в поперечной плоскости ЭМУ. Щетки *1—1* закорочены.

При подаче на обмотку управления напряжения $U_у$ в ЭМУ возникает продольный магнитный поток управления $Ф_у$. В витках вращающегося с постоянной скоростью Ω ротора наводится э. д. с. Наибольшая ее величина индуктируется в витках, расположенных в продольной плоскости ЭМУ. Эта э. д. с. снимается поперечными щетками *1—1*. Так как эти щетки закорочены и сопротивление цепи мало, то небольшая по величине э. д. с. создает в цепи большой ток i_1 и соответствующий ему значительный по величине магнитный поток $Ф_{рп}$, который называется реакцией якоря по поперечной цепи (первая ступень усиления ЭМУ).

Под действием магнитного потока $Ф_{рп}$ в витках вращающегося якоря ЭМУ наводится э. д. с., максимальная величина которой имеет место в витках, расположенных в плоскости потока $Ф_{рп}$, т. е. в поперечной плоскости ЭМУ. Эта э. д. с. снимается продольными щетками *2—2* (вторая ступень усиления ЭМУ).

Напряжение, снимаемое с продольных щеток, является выходной э. д. с. ЭМУ.

При включении нагрузки по поперечным виткам якоря ЭМУ протекает ток. Под действием этого тока в ЭМУ создается магнитный поток $\Phi_{\text{р пр}}$, направленный по продольной оси навстречу потоку $\Phi_{\text{у}}$. Это так называемая реакция якоря ЭМУ по продольной оси. Таким образом, в продольной оси ЭМУ будет действовать некоторый результирующий поток, равный $\Phi_{\text{у}} - \Phi_{\text{р пр}}$, который является функцией не только управляющего напряжения $U_{\text{у}}$, но и параметров нагрузки.

Для полного или частичного устранения потока $\Phi_{\text{р пр}}$ в статоре ЭМУ предусмотрена компенсационная обмотка $w_{\text{к}}$, по которой протекает часть тока $i_{\text{н}}$. Магнитный поток, создаваемый этой обмоткой, направлен навстречу потоку $\Phi_{\text{р пр}}$, компенсируя его. Величина магнитного потока $\Phi_{\text{к}}$ регулируется изменением величины сопротивления $r_{\text{ш}}$, шунтирующего компенсационную обмотку.

В режиме холостого хода система уравнений идеального ЭМУ с поперечным полем имеет вид

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{у}}(s) &= r_{\text{у}}(1+sT_{\text{у}})\,I_{\text{у}}(s); \\ 0 &= -\Omega M_{\text{у я1}} I_{\text{у}}(s) + r_1(1+sT_1)\,I_1(s); \\ 0 &= -E_{\text{вых}}(s) + \Omega M_{\text{яя}} I_1(s), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI.16)}$$

где $M_{\text{яя}}$ — коэффициент взаимной индукции между секциями якоря, соединенными с поперечными щетками *1—1* ЭМУ, с секциями якоря, соединенными с продольными щетками *2—2*;

$M_{\text{уя1}}$ — коэффициент взаимной индукции между обмоткой управления и секциями якоря поперечной цепи ЭМУ;

$E_{\text{вых}}$ — э. д. с., наводимая в продольной цепи ЭМУ (на щетках *2—2*).

Остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

На основании уравнения (VI.16) передаточная функция ЭМУ с поперечным полем в режиме холостого хода

$$W(s) = \frac{E_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{у}}(s)} = \frac{k_{\text{уя 2}}}{(1+sT_{\text{у}})(1+sT_1)}, \qquad \text{(VI.17)}$$

где $k_{\text{уя2}}$ — передаточный коэффициент идеального ЭМУ поперечного поля в режиме холостого хода,

$$k_{\text{уя 2}} = \frac{\Omega^2 M_{\text{уя 1}} M_{\text{яя}}}{r_{\text{у}} r_1} = k_{\text{уя 1}} k_{\text{яя}};$$

$$k_{\text{яя}} = \frac{\Omega M_{\text{яя}}}{r_1}.$$

Для случая нагруженного идеального ЭМУ поперечного поля (нагрузкой является электродвигатель постоянного тока с незави-

симым возбуждением) справедлива следующая система уравнений:

$$\left.\begin{aligned} U_у(s) &= (r_у + sL_у)\, I_у(s) + sM_{ку} I_к(s) - sM_{уя\,2} I_н(s);\\ 0 &= -\Omega\,[M_{уя\,1} I_у(s) + M_{кя\,1} I_к(s) - M_{яя} I_н(s)] +\\ &\quad + (r_1 + sL_1)\, I_1(s);\\ 0 &= -\Omega M_{яя} I_1(s) + (r_{яя} + sL_{я\,2})\, I_н(s) + (r_к + sL_к)\, I_к(s) -\\ &\quad - sM_{кя\,2}\,[I_к(s) + I_н(s)] + s\,(M_{ку} - M_{уя\,2})\, I_у(s) + U_н(s);\\ U_н(s) &= (r_н + sL_н)\, I_н(s) + sC_e\theta(s);\\ C_м I_н(s) &= s^2 J\theta(s); \quad I_н(s) = I_к(s) + I_ш(s);\\ r_ш I_ш(s) &= (r_к + sL_к)\, I_к(s) + sM_{ук} I_у(s) - sM_{кя\,2} I_н(s), \end{aligned}\right\} \qquad (VI.18)$$

где $L_к$, $r_к$ — индуктивность и активное сопротивление компенсационной обмотки;

$L_{я2}$ и $r_{я2}$ — индуктивность и активное сопротивление секций якоря продольной цепи ЭМУ;

$M_{ку}$, $M_{уя2}$, $M_{кя1}$, $M_{кя2}$ — коэффициенты взаимной индукции соответственно между: обмоткой управления и компенсационной, обмоткой управления и секциями якоря поперечной цепи ЭМУ, компенсационной и секциями якоря продольной цепи ЭМУ; остальные обозначения соответствуют ранее принятым обозначениям рис. VI.8.

На основании последних двух уравнений (VI.18) можно установить зависимость тока $I_к$ от токов $I_у$ и $I_н$ в виде

$$I_к = \beta_н I_н - \beta_у I_у; \qquad (VI.19)$$

причем

$$\beta_н = \frac{r_ш + sM_{кя\,2}}{r_ш + r_к + sL_к}, \qquad \beta_у = \frac{sM_{ук}}{r_ш + r_к + sL_к}. \qquad (VI.20)$$

Используя формулы (VI.19) и (VI.20), систему уравнений (VI.18) можно представить в виде

$$\left.\begin{aligned} U_у(s) &= r_у(1 + sT_у)\, I_у(s) - s\varepsilon_1 M_{уя2} I_н(s);\\ 0 &= -\Omega\varepsilon_2 M_{уя1} I_у(s) + \Omega\varepsilon_3 M_{яя} I_н(s) + r_1(1 + sT_1)\, I_1(s);\\ 0 &= -\Omega M_{яя} I_1(s) + (r_я + \beta_н r_к)(1 + sT'_2)\, I_н(s) -\\ &\quad - \beta_у r_к(1 + sT'_к)\, I'_к(s) + U_н(s);\\ U_н(s) &= r_н(1 + sT_н)\, I_н(s) + sC_e\,\theta(s);\\ C_м I_н(s) &= s^2 J\theta(s). \end{aligned}\right\} \qquad (VI.21)$$

В системе уравнений (VI.21) принято

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon_1 = 1 - \frac{M_{\text{ук}}}{M_{\text{уя}2}}\beta_{\text{н}};\quad \varepsilon_2 = 1 - \frac{M_{\text{кя}1}}{M_{\text{уя}1}}\beta_{\text{у}};\quad \varepsilon_3 = 1 - \frac{M_{\text{кя}1}}{M_{\text{яя}}}\beta_{\text{н}};\\ T'_{\text{у}} = \frac{L_{\text{у}} - \beta_{\text{у}} M_{\text{ку}}}{r_{\text{у}}};\quad T_1 = \frac{L_1}{r_1};\\ T'_2 = \frac{L_{\text{я}} + \beta_{\text{н}} L_{\text{к}} - (1 - \beta_{\text{н}}) M_{\text{кя}2}}{r_{\text{я}} + \beta_{\text{н}} r_{\text{к}}};\\ T'_{\text{к}} = \frac{M_{\text{уя}2} - M_{\text{ук}} - \beta_{\text{у}}(M_{\text{кя}2} - L_{\text{к}})}{\beta_{\text{у}} r_{\text{к}}};\quad T_{\text{н}} = \frac{L_{\text{н}}}{r_{\text{н}}}. \end{aligned}\right\} \quad \text{(VI.22)}$$

Уравнения (VI.21) и соотношения (VI.20) и (VI.22) позволяют вычислить передаточную функцию и определить структурную схему ЭМУ, а также установить влияние на параметры и характеристики ЭМУ — электродвигатель степени компенсации и влияние контура, образованного компенсационной обмоткой, шунтированной сопротивлением $r_{\text{ш}}$. Рассмотрим два частных случая.

Случай 1-й. ЭМУ работает в режиме полной компенсации, причем сопротивление $r_{\text{ш}}$ отсутствует, а компенсация достигнута подбором числа витков $w_{\text{к}}$ компенсационной обмотки. Так как $r_{\text{ш}}$ отсутствует и ЭМУ работает в полностью скомпенсированном режиме, то $\beta_{\text{у}} = 0$, $\beta_{\text{н}} = 1$, $\varepsilon_2 = 1$, $\varepsilon_1 = 0$ и $\varepsilon_3 = 0$, а систему уравнений (VI.21) можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{у}}(s) = r_{\text{у}}(1 + sT_{\text{у}}) I_{\text{у}}(s);\\ 0 = -\Omega M_{\text{уя}1} I_{\text{у}}(s) + r_1(1 + sT_1) I_1(s);\\ 0 = -\Omega M_{\text{яя}} I_1(s) + (r_{\text{я}} + r_{\text{к}})(1 + sT_2) I_{\text{н}}(s) + U_{\text{н}}(s);\\ U_{\text{н}}(s) = r_{\text{н}}(1 + sT_{\text{н}}) I_{\text{н}}(s) + C_e s\theta(s);\\ C_{\text{м}} I_{\text{н}}(s) = s^2 J\theta(s), \end{aligned}\right\} \quad \text{(VI.23)}$$

где

$$T_2 = \frac{L_{\text{я}2} + L_{\text{к}}}{r_{\text{я}2} + r_{\text{к}}}.$$

Для этого случая передаточная функция ЭМУ — электродвигатель

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_{\text{у}}(s)} = \frac{k}{s(1 + sT_{\text{у}})(1 + sT_1)[1 + sT_{\text{м}}(1 + sT_2)]}, \quad \text{(VI.24)}$$

где

$$\left.\begin{aligned} k = \frac{\Omega^2 M_{\text{уя}2} M_{\text{яя}}}{C_e r_{\text{у}} r_1} = \frac{k_{\text{уя}2}}{C_e};\\ T_{\text{м}} = \frac{J(r_{\text{я}} + r_{\text{к}} + r_{\text{н}})}{C_{\text{м}} C_e}. \end{aligned}\right\} \quad \text{(VI.25)}$$

Ввиду того, что $T_2 \ll T_{\text{м}}$, передаточная функция ЭМУ — электродвигатель при полной компенсации и $r_{\text{ш}} = \infty$

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_{\text{у}}(s)} = \frac{k}{s(1 + sT_{\text{у}})(1 + sT_1)(1 + sT_{\text{м}})} \quad \text{(VI.26)}$$

или

$$W(s)=\frac{\theta(s)}{U_у(s)}=\frac{k}{s(1+b_1s+b_2s^2+b_3s^3)}, \qquad (VI.27)$$

где

$$b_1=T_у+T_1+T_м.$$

Структурная схема ЭМУ — электродвигатель для рассматриваемого случая приведена на рис. VI.9.

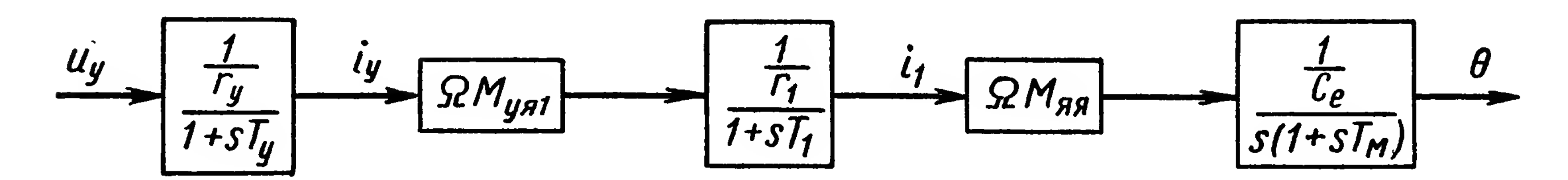


Рис. VI.9. Структурная схема «ЭМУ — электродвигатель» при работе ЭМУ в полностью скомпенсированном режиме и при $r_ш=\infty$

Случай 2-й. ЭМУ работает в недокомпенсированном режиме, причем так же, как и в 1-м случае $r_ш=\infty$, а необходимая степень недокомпенсации достигается подбором числа витков компенсационной обмотки. Для этого случая $\beta_у=0$, $\beta_н=1$, $\varepsilon_2=1$, $\varepsilon_1'=1-\frac{M_{ку}}{M_{уя2}}$, $\varepsilon_3'=1-\frac{M_{кя1}}{M_{яя}}$.

Тогда систему уравнений (VI.21) можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned}U_у(s)&=r_у(1+sT_у)I_у(s)-s\varepsilon_1'M_{уя2}I_н(s);\\0&=-\Omega M_{уя1}I_у(s)+\varepsilon_3'\Omega M_{яя}I_н(s)+r_1(1+sT_1)I_1(s);\\0&=-\Omega M_{яя}I_1(s)+(r_я+r_к)(1+sT_я)I_н(s)+U_н(s);\\U_н(s)&=r_н(1+sT_н)I_н(s)+sC_e\theta(s);\\C_мI_н(s)&=s^2J\theta(s).\end{aligned}\right\} \qquad (VI.28)$$

Структурная схема ЭМУ — электродвигатель для рассматриваемого случая приведена на рис. VI.10.

Как видно из системы уравнений (VI.28) и рис. VI.10. наличие недокомпенсации при $r=\infty$ приводит к тому, что в структурной

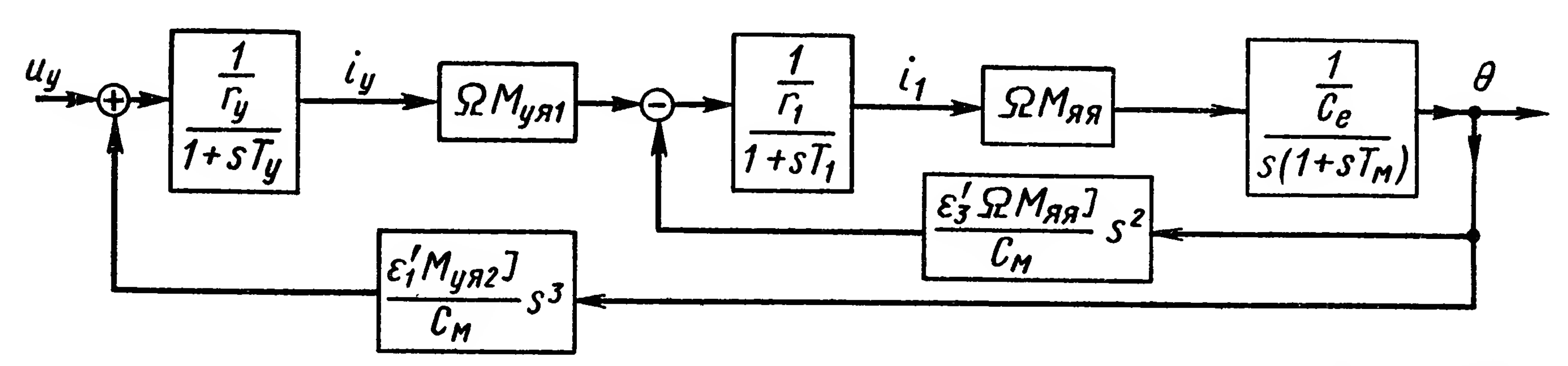


Рис. VI.10. Структурная схема ЭМУ — электродвигатель при работе ЭМУ в недокомпенсированном режиме и при $r_ш=\infty$

схеме ЭМУ — электродвигатель по сравнению с полностью скомпенсированным режимом появляются две обратные связи: отрицательная, пропорциональная $s^2\theta$ и охватывающая выходную и поперечную цепи ЭМУ — электродвигатель, и положительная,

пропорциональная $s^3\theta$ и охватывающая всю систему ЭМУ — электродвигатель.

Ввиду того, что обратные связи пропорциональны второй и третьей производной от θ, т. е. передаточные функции элементов, стоящих в цепях обратных связей, имеют нули в точке $s = 0$, кратности выше кратности полюса в точке $s = 0$ передаточных функций элементов, которые шунтируются этими обратными связями, величина передаточного коэффициента ЭМУ — электродвигатель не изменяется.

Динамические же свойства ЭМУ — электродвигатель при работе ЭМУ в режиме недокомпенсации изменяются. Отрицательная

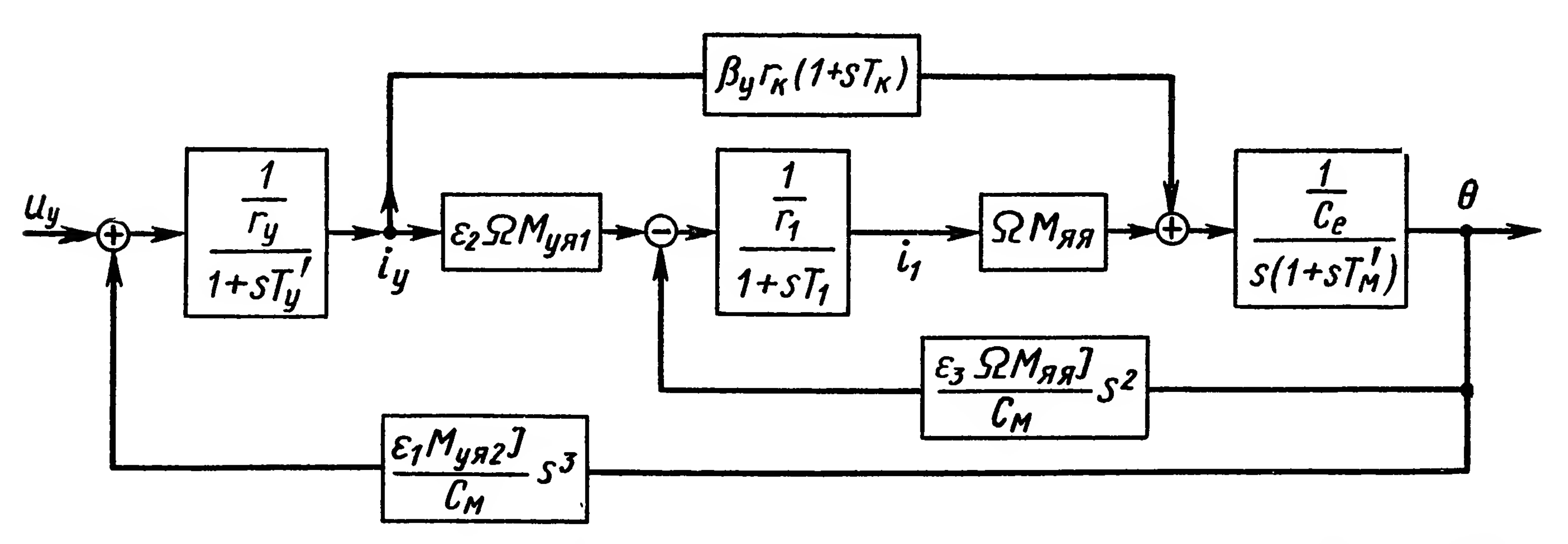


Рис. VI.11. Структурная схема ЭМУ — электродвигатель при работе ЭМУ в недокомпенсированном режиме и при $r_ш \neq \infty$

обратная связь приводит к увеличению коэффициента при $s^2\theta$ на величину

$$\tau_1 = \frac{\varepsilon_3' k_{яя}^2 r_1 T_м}{r_2},$$

а положительная обратная связь — к изменению коэффициента при $s^3\theta$ на величину $\tau_1\tau_2$, причем

$$\tau_2 = \frac{\varepsilon_1' M_{уя\,2}^2}{\varepsilon_3' r_у M_{яя}}.$$

Передаточную функцию ЭМУ — электродвигатель в данном случае можно также представить в виде (VI.27), но при этом

$$b_1 = T_у + T_1 + T_м\left(1 + \frac{r_1 k_{яя}^2}{r_2}\right).$$

Отсюда убеждаемся в том, что недокомпенсация ЭМУ приводит к ухудшению динамических свойств ЭМУ. Это ухудшение тем сильнее, чем больше величина ε_3'.

На рис. VI.11 приведена структурная схема ЭМУ — электродвигатель соответствующая системе уравнений (VI.21).

Из системы уравнений (VI.21) и рис. VI.11 видно, что при работе ЭМУ в недокомпенсированном режиме (степень недокомпенсации достигается подбором сопротивления $r_ш$) динамические свойства

ЭМУ — электродвигатель ухудшаются. Это связано с появлением в выходной цепи ЭМУ контура, образованного компенсационной обмоткой $w_к$ и сопротивлением $r_ш$. Наличие этого контура делает систему более инерционной.

Наличие замкнутого контура, образованного компенсационной обмоткой, приводит к тому, что, во-первых, входящие в уравнение (VI.21) ε_1, ε_2 и ε_3 представляют собой выражения вида

$$\varepsilon_i = \frac{k_i (1 + s\tau_i')}{1 + s\tau_i''}, \qquad \text{(VI.29)}$$

а не коэффициенты, как это было при $r_ш = \infty$. Во-вторых, система ЭМУ — электродвигатель имеет в рассматриваемом случае прямую положительную связь, в цепи которой имеется элемент с передаточной функцией

$$\beta_у r_к (1 + sT_к') = \frac{sM_{ук} (1 + sT_к')}{(r_ш + r_к)(1 + sT_к)}, \qquad \text{(VI.30)}$$

где $T_к'$ определяется согласно уравнению системы (VI.22), а $T_к$ — постоянная времени контура, образованного компенсационной обмоткой,

$$T_к = \frac{L_к}{r_ш + r_к}.$$

Прямая положительная связь не изменяет по сравнению с ранее рассмотренными случаями передаточного коэффициента. Это объясняется тем, что передаточная функция элементов цепи прямой связи имеет более высокий порядок нуля в точке $s = 0$ по сравнению с передаточной функцией элементов, которые эта прямая связь шунтирует.

Передаточную функцию ЭМУ — электродвигатель в общем случае можно записать в виде

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_у(s)} = \frac{k\left(1 + \sum_{i=1}^{4} a_i s^i\right)}{s\left(1 + \sum_{i=1}^{6} b_i s^i\right)}. \qquad \text{(VI.31)}$$

Величина передаточного коэффициента определяется все так же соотношением (VI.25), так как ни функции ε_i, ни прямая положительная связь на величину передаточного коэффициента ЭМУ не влияют.

Рассчитать величины a_i и b_i, входящие в выражение (VI.31), можно, воспользовавшись системой уравнений (VI.21). Здесь нет необходимости приводить все эти величины. Можно лишь привести величину

$$b_1 = T_у + T_1 + T_м \left[1 + \frac{\varepsilon_3^1 k_{яя}^2 r_1 r_ш}{r_2 (r_ш + r_к)}\right] + T_к.$$

Отсюда убеждаемся в том, что наличие замкнутого контура компенсационной обмотки ухудшает динамические характеристики

ЭМУ — электродвигатель. Это ухудшение тем сильнее, чем больше в компенсационной обмотке лишних витков. Нужная степень компенсации достигается шунтированием компенсационной обмотки небольшим сопротивлением $r_ш$.

Основными достоинствами ЭМУ с поперечным полем являются высокий коэффициент усиления по мощности, простота получения желаемой внешней характеристики и линейность.

В настоящее время промышленностью выпускаются ЭМУ с поперечным полем мощностью до 100 кВт (табл. VI.2). Мощность, которую необходимо затратить в цепи управления, равна 0,5—4 Вт, коэффициент усиления ЭМУ с поперечным полем достигает величин 25 тыс. и более.

Основные технические характеристики ЭМУ поперечного поля

Таблица VI.2

Характеристики ЭМУ		Тип ЭМУ										
		ЭМУ 3А	ЭМУ 5А	ЭМУ 12А	ЭМУ 25А	ЭМУ 50А	ЭМУ 70А	ЭМУ 100А	ЭМУ 200	ЭМУ 400	ЭМУ 550	ЭМУ 1000
Номинальные значения	Выходная э. д. с. $E_{вых}$, В	115	115	115	230	230	230	230	230	230	230	440
	Выходной ток $I_{вых}$, А	1,7	4,3	10,4	10,9	19,6	30,4	43,5	87	174	239	227
	Выходная мощность $P_{вых}$, кВт	0,2	0,5	1,2	2,5	4,5	7	10	20	40	55	100
	Мощность управления $P_у$, Вт	0,5	0,5	0,5	0,6	0,65	0,6	0,6	3	3	3	4
	Коэффициент усиления по мощности K_p	400	1000	2400	4160	6900	11600	16700	6600	13000	18000	25000
Постоянная времени цепи управления $T_у$, с		0,03	0,07	0,07	0,09	0,14	0,16	0,20	0,09	0,21	0,16	0,13
Постоянная времени цепи якоря $T_я$, с		0,043	0,061	0,084	0,105	0,150	0,145	0,165	0,143	0,240	0,143	0,197
Масса m, кг		—	—	—	100	125	195	225	610	780	1180	1320

Постоянная времени обмотки управления $T_у$ в зависимости от мощности ЭМУ колеблется в пределах от 0,05 до 0,20 с, а соответственная постоянная времени поперечной цепи от 0,09 до 0,60 с.

Однако наряду с указанными положительными свойствами ЭМУ поперечного поля присущи и некоторые недостатки. Одним из существенных недостатков ЭМУ поперечного поля является необходимость в специальных мерах по улучшению коммутации. При высоких скоростях вращения якоря, что имеет место во всех ЭМУ, в его секциях, накоротко закороченных щетками, возникают значительные э. д. с. и токи. Это приводит к искрению под щетками и, следовательно, к появлению шумов, а также к тому, что в ЭМУ возникают магнитные потоки, ослабляющие рабочие потоки. Это в конечном итоге приводит к уменьшению величин передаточных коэффициентов ЭМУ.

Для улучшения коммутации в ЭМУ поперечного поля устанавливаются дополнительные полюса и вводится дополнительная обмотка, включаемая в основную рабочую цепь. Магнитные потоки дополнительных полюсов улучшают коммутацию, но введение дополнительных полюсов приводит к увеличению инерционности ЭМУ.

Таким образом, недостатками ЭМУ поперечного поля являются ограничение мощностей из-за наличия больших коммутационных токов и сравнительно большая инерционность.

4. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПРОДОЛЬНОГО И ПРОДОЛЬНО-ПОПЕРЕЧНОГО ПОЛЯ

Принципиальная схема двухступенчатого ЭМУ с продольным полем приведена на рис. VI.12. Коллектор ЭМУ имеет две пары щеток *1—1* и *2—2*, а статор — четыре полюса *I—I* и *II—II*. Обмотка управления $w_у$, являющаяся входной цепью первой ступени усиления, размещена на полюсах *I—I* и при наличии управляющего

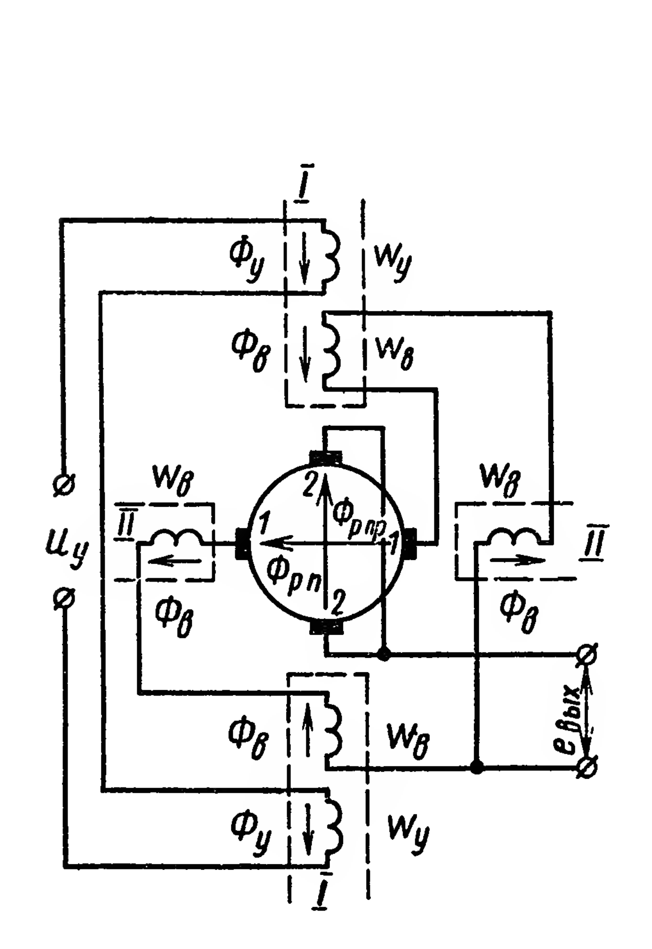


Рис. VI.12. Принципиальная схема двухступенчатого ЭМУ продольного поля

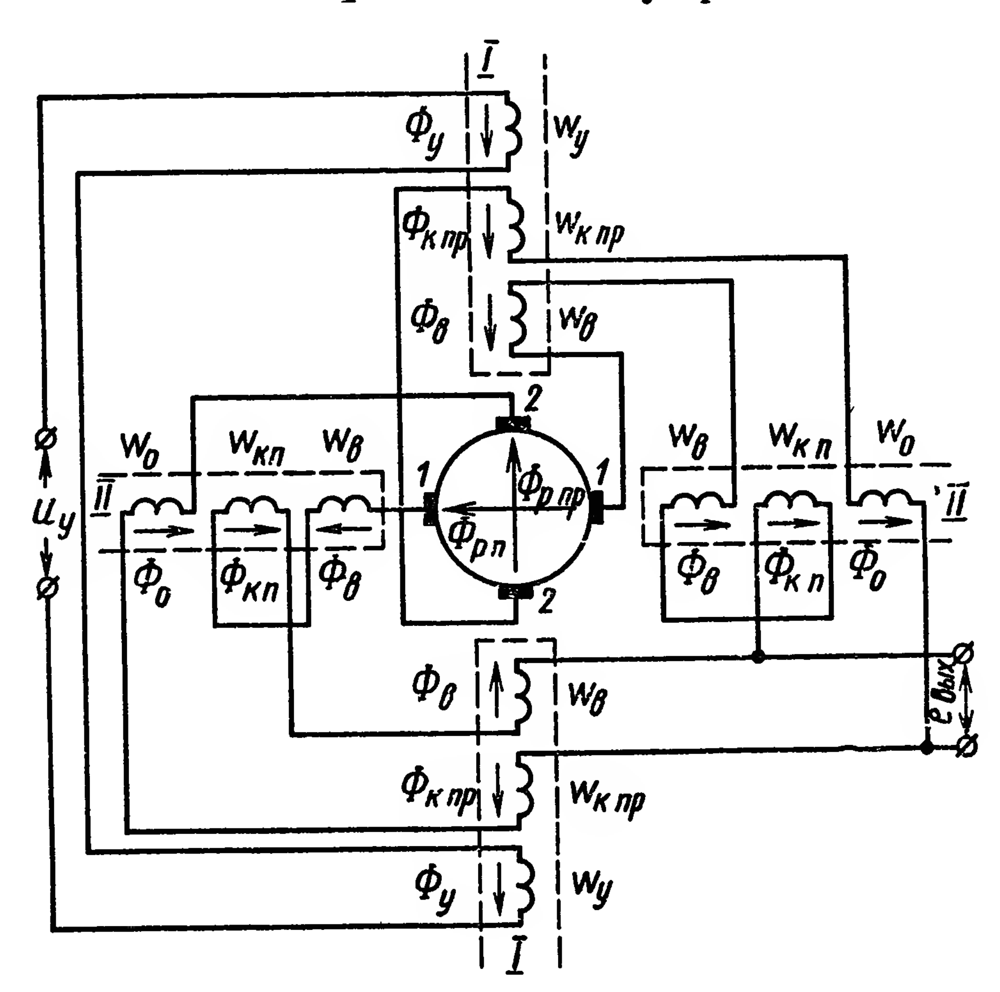


Рис. VI.13. Принципиальная схема двухступенчатого ЭМУ продольного поля с компенсацией реакции якоря

напряжения $U_у$ создает поток управления $\Phi_у$, направленный по продольной оси ЭМУ.

При вращении якоря максимальная э. д. с., наводимая в обмотках якоря потоком $\Phi_у$, снимается со щеток *1—1* (выходная цепь первой ступени усиления).

К щеткам *1—1* присоединены четыре обмотки возбуждения $w_в$, которые расположены на всех четырех полюсах ЭМУ. Обмотки создают поток возбуждения $\Phi_в$ (входная цепь второй ступени усиления).

При вращении якоря максимальная э. д. с., наводимая в обмотках якоря потоком $\Phi_в$, снимается с замкнутых накоротко щеток *2—2* и средней точки обмотки возбуждения (выходная цепь второй ступени ЭМУ).

Так как ток обмоток возбуждения протекает по обмоткам якоря, в ЭМУ создается магнитный поток $\Phi_{рп}$, направленный по поперечной оси ЭМУ. Это, в свою очередь, приводит к тому, что между щетками *2—2* появится разность потенциалов и в короткозамкнутой цепи возникнет ток. В ЭМУ установится магнитный поток $\Phi_{р\,пр}$, направленный по продольной оси навстречу потоку $\Phi_у$. Таким образом, реакция якоря ЭМУ от тока обмоток возбуждения создает потоки $\Phi_{рп}$ и $\Phi_{р\,пр}$, которые практически устраняют эффект усиления.

Для компенсации реакции якоря в цепь обмоток возбуждения включается компенсационная обмотка $w_{кп}$, создающая магнитный поток компенсации $\Phi_{кп}$, направленный навстречу потоку $\Phi_{рп}$ (рис. VI.13).

Достигнуть полной компенсации реакции якоря от тока обмоток возбуждения невозможно. Всегда между щетками *2—2* возникает э. д. с. Для уменьшения последней в цепь щеток *2—2* включены оппозиционная обмотка w_0, создающая магнитный поток Φ_0, направленный по поперечной цепи ЭМУ навстречу потоку $\Phi_{рп}$, и компенсационная обмотка $w_{к\,пр}$, создающая магнитный поток $\Phi_{к\,пр}$ по продольной оси ЭМУ навстречу потоку $\Phi_{р\,пр}$.

Другим существенным недостатком двухкаскадного ЭМУ продольного поля, принципиальная схема которого приведена на рис. VI.12, являются значительные искажения магнитного поля и ухудшения статических и динамических характеристик ЭМУ при включении выходной цепи на нагрузку. Это искажение обусловливается протеканием тока нагрузки по обмоткам возбуждения (и по обмоткам компенсации).

С целью устранения влияния тока нагрузки на работу ЭМУ все обмотки ЭМУ, за исключением обмотки управления, выполняются бифилярными. На рис. VI.14 приведена схема двухступенчатого ЭМУ продольного поля с бифилярным выполнением обмоток и на ней же показаны направления потоков от тока нагрузки (штриховые стрелки) и от тока возбуждения (сплошные стрелки; обмотка управления не показана) *.

Для изменения степени компенсации компенсационная и оппозиционная обмотки ЭМУ зашунтированы регулирующим сопротивлением (на рис. VI.13 и 14 не показаны).

На рис. VI.15 приведена схема трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля. Коллектор ЭМУ имеет две пары щеток: *1—1* и *2—2*. Статор имеет четыре полюса: *I—I* и *II—II*.

* Количество обмоток по поперечной оси можно сократить. Это возможно при выполнении условия $w_{кп} = w_0$. В этом случае на полюсах *II—II* можно не ставить по одной обмотке $w_{кп}$ и w_0.

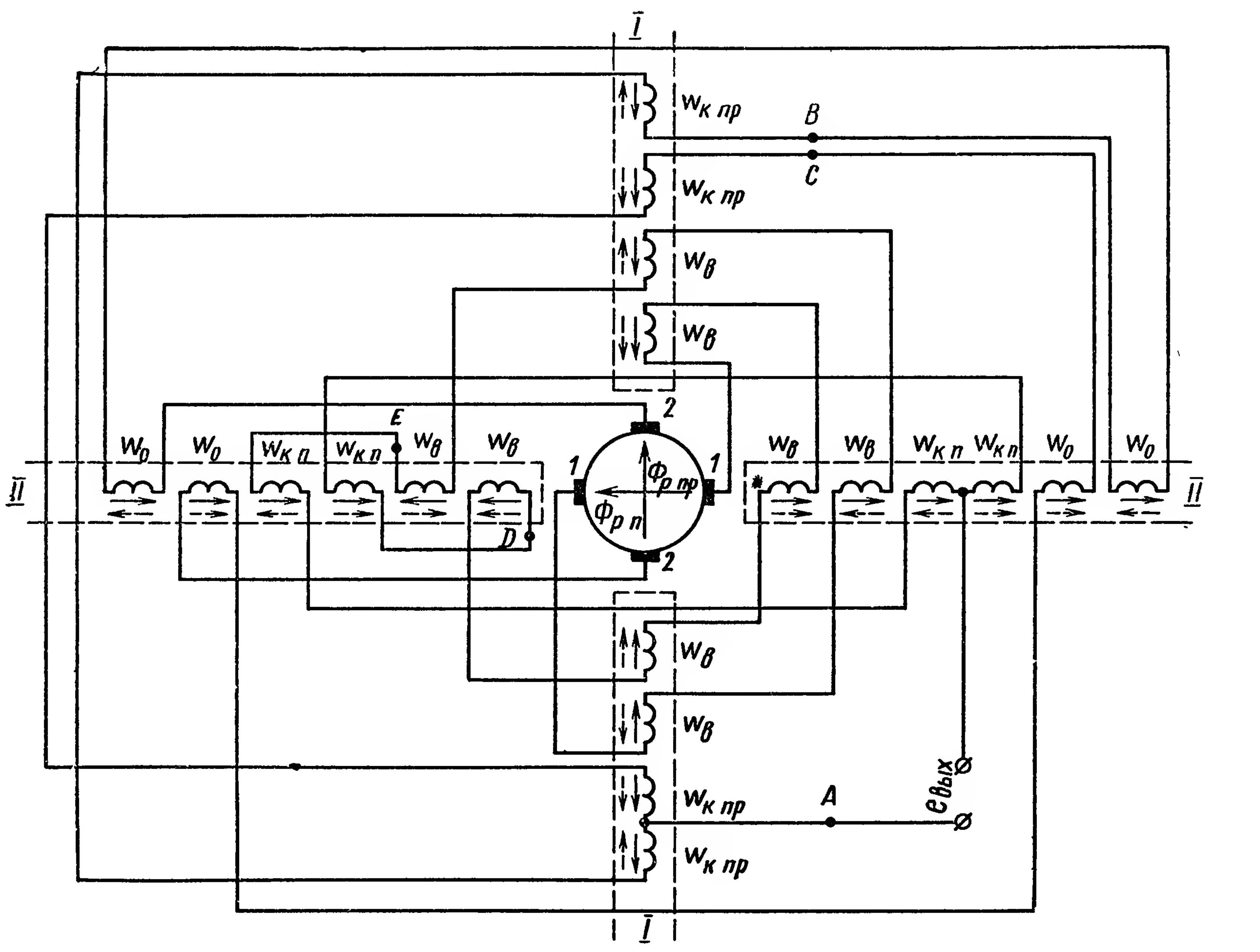


Рис. VI.14. Принципиальная схема двухступенчатого ЭМУ продольного поля с бифилярным выполнением обмоток (штриховые стрелки — направления потоков от токов нагрузки)

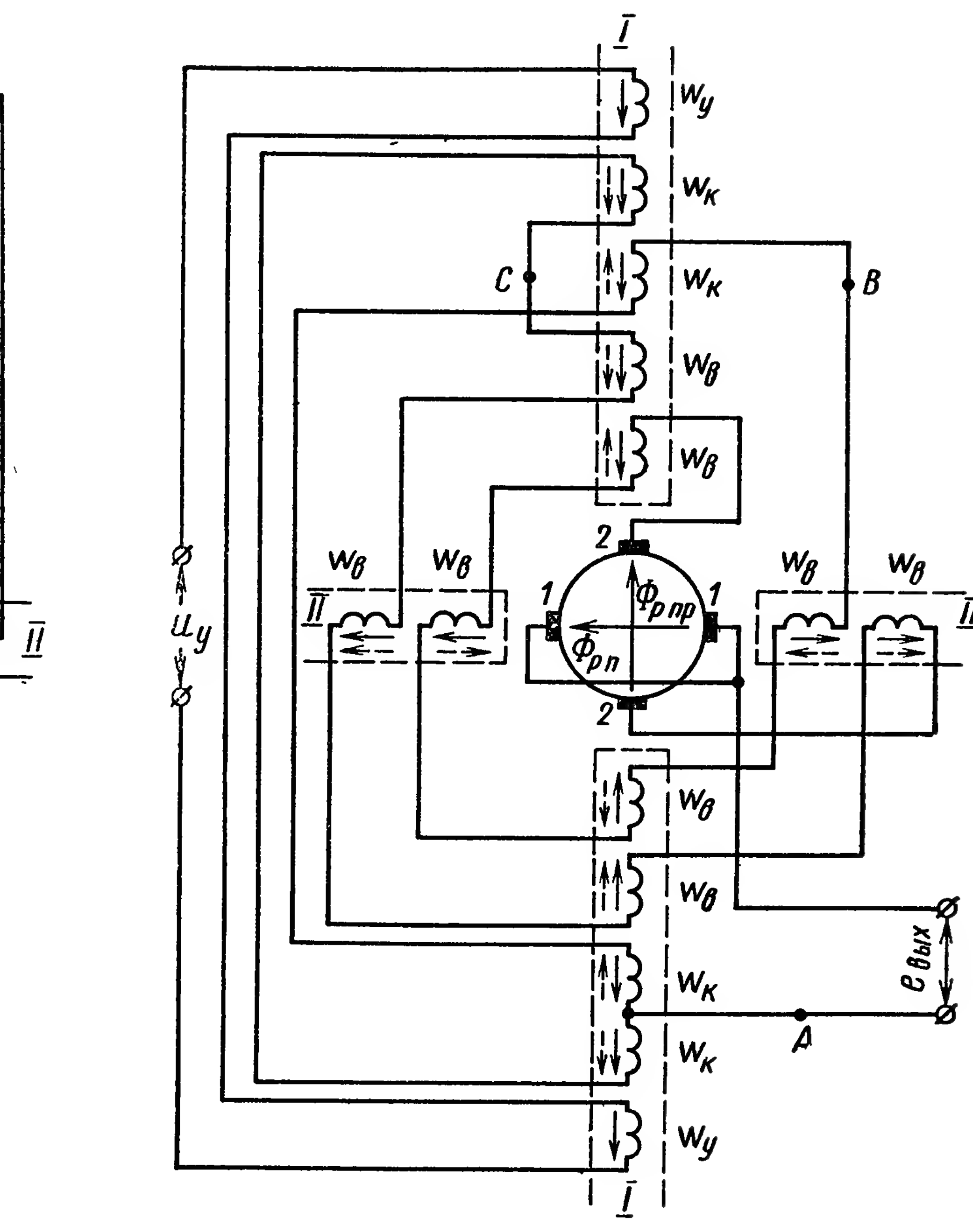


Рис. VI.15. Структурная схема трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля

Обмотка управления $w_у$, являющаяся входной цепью первой ступени усиления, размещена на полюсах *1—1* и при наличии управляющего напряжения $U_у$ создает поток управления $\Phi_у$, направленный по продольной оси ЭМУ.

При вращении якоря максимальная э. д. с., наводимая в обмотках якоря потоком $\Phi_у$, снимается со щеток *1—1* (выходная цепь первой ступени усиления).

Щетки *1—1* закорочены. Возникающий в обмотках якоря, закороченных щетками *1—1*, ток создает магнитный поток $\Phi_{рп}$, направленный по поперечной цепи ЭМУ (входная цепь второй ступени усиления).

При вращении якоря максимальная э. д. с., наводимая в обмотках якоря потоком $\Phi_{рп}$, снимается со щеток *2—2* (выходная цепь второй ступени усиления).

Таким образом, первая и вторая ступень усиления трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля представляют собой ЭМУ поперечного поля.

К щеткам *2—2* присоединены четыре обмотки возбуждения $w_в$, которые расположены на всех четырех полюсах ЭМУ. В обмотках $w_в$ создается поток возбуждения $\Phi_в$ (выходная цепь третьей ступени усиления).

При вращении якоря максимальная э. д. с., наводимая в обмотках якоря потоком $\Phi_в$, снимается с замкнутых накоротко щеток *1—1* и средней точки обмотки возбуждения (выходная цепь третьей ступени усиления).

Для компенсации реакции якоря по продольной оси в трехступенчатом ЭМУ продольно-поперечного поля, как и в ЭМУ поперечного поля, применяется компенсационная обмотка $w_к$, расположенная на полюсах *1—1*.

В ЭМУ поперечно-продольного поля так же, как и в ЭМУ поперечного поля, для изменения степени компенсации обмотки $w_к$ зашунтированы регулируемым сопротивлением (на рис. VI.15 не показаны).

Для устранения влияния тока нагрузки на ориентацию магнитного поля ЭМУ все обмотки в трехступенчатом ЭМУ продольно-поперечного поля, кроме обмотки управления, выполняются бифилярными. На рис. VI.15 потоки от тока нагрузки показаны штриховыми линиями.

Для повышения коэффициента усиления в ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля используется обмотка самовозбуждения. Она помещается на всех четырех полюсах ЭМУ и включается последовательно или параллельно с нагрузкой ЭМУ.

Рассмотрим динамические характеристики ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля.

ЭМУ продольного поля. В режиме холостого хода имеет место следующая система уравнений идеального двухступен-

чатого ЭМУ продольного поля, устанавливающая зависимость выходного напряжения $e_{вых}$ от входного $U_у$*:

$$\left.\begin{aligned} &U_у(s) = (r_у + sL_у) I_у(s) + s(M_{ук2} - M_{уя2}) I_2(s);\\ &0 = -\Omega [M_{уя1} I_у(s) + M_{к2я1} I_2(s) - M_{яя} I_2(s)] +\\ &+ (r_1 + sL_1) I_1(s) - s2M_{к1я1} I_1(s) - s(M_{оя1} - M_{ок1}) I_2(s);\\ &0 = -\Omega [M_{яя} I_1(s) - M_{к1я2} I_1(s) - M_{оя2} I_2(s)] +\\ &+ (r_2 + sL_2) I_2(s) - s(M_{уя2} - M_{ук2}) I_у(s) -\\ &- s2M_{к2я2} I_2(s) + s(M_{ок1} - M_{оя1}) I_1(s);\\ &0 = -e_{вых} + \Omega M_{вя} I_1(s), \end{aligned}\right\} \quad (VI.32)$$

где L_1, L_2, r_1 и r_2 — индуктивности и активные сопротивления соответственно поперечной и продольной цепей якоря ($L_1 = L_в + L_{к1} + L_{я1}$, $L_2 = L_0 + L_{к2} + L_{я2}$); $L_в$, $L_{к1}$, $L_{к2}$, $L_{я1}$, $L_{я2}$ — индуктивности обмоток: соответственно четырех обмоток возбуждения, двух компенсационных обмоток и обмоток якоря поперечной и продольной цепей; $M_{вя}$ — коэффициент взаимной индукции между одной парой обмоток возбуждения, находящихся в продольной и поперечной цепях, и секциями якоря, соединенными одной поперечной и одной продольной щетками якоря; остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

Систему уравнений (VI.68) удобно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} &U_у(s) = r_у(1 + sT_у) I_у(s) - s\varepsilon_1' M_{уя2} I_2(s);\\ &0 = -\Omega M_{уя1} I_у(s) + r_1(1 + sT_1) I_1(s) +\\ &+ \Omega\varepsilon_3' M_{яя}(1 + s\tau_1) I_2(s);\\ &0 = -s\varepsilon_1' M_{уя2} I_у(s) + r_2(1 + k_{оя2}) \times\\ &\times (1 + sT_2) I_2(s) - \Omega\varepsilon_4' M_{яя}(1 + s\tau_2) I_1(s);\\ &0 = -e_{вых} + \Omega M_{вя} I_1(s), \end{aligned}\right\} \quad (VI.33)$$

где

$$T_1 = \frac{L_1 - 2M_{я1к1}}{r_1};$$

$$T_2 = \frac{L_2 - 2M_{я2к2}}{r_2(1 + k_{оя2})}; \quad \tau_1 = \frac{M_{оя1} - M_{ок1}}{\Omega(M_{яя} - M_{я1к2})};$$

$$\tau_2 = \frac{M_{оя1} - M_{ок1}}{\Omega(M_{яя} - M_{я2к1})}; \quad \varepsilon_4' = 1 - \frac{M_{к1я2}}{M_{яя}};$$

$k_{оя2}$ — передаточный коэффициент участка ЭМУ: оппозиционная обмотка — продольная цепь якоря,

$$k_{оя2} = \frac{\Omega M_{оя2}}{r_2};$$

остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

* Рассмотрен случай отсутствия в ЭМУ сопротивлений, шунтирующих компенсационные и оппозиционные обмотки.

Структурная схема идеального двухступенчатого ЭМУ продольного поля при холостом ходе приведена на рис. VI.16, *а*.

Передаточная функция двухступенчатого ЭМУ продольного поля при холостом ходе

$$W(s)=\frac{E_{\text{в}}(s)}{U_{\text{у}}(s)}=\frac{k_u(1+a_1s+a_2s^2)}{1+b_1s+b_2s^2+b_3s^3}. \qquad \text{(VI.34)}$$

Входящие в последнее выражение коэффициенты определяются из совместного решения уравнений (VI.33). Не приводя здесь вели-

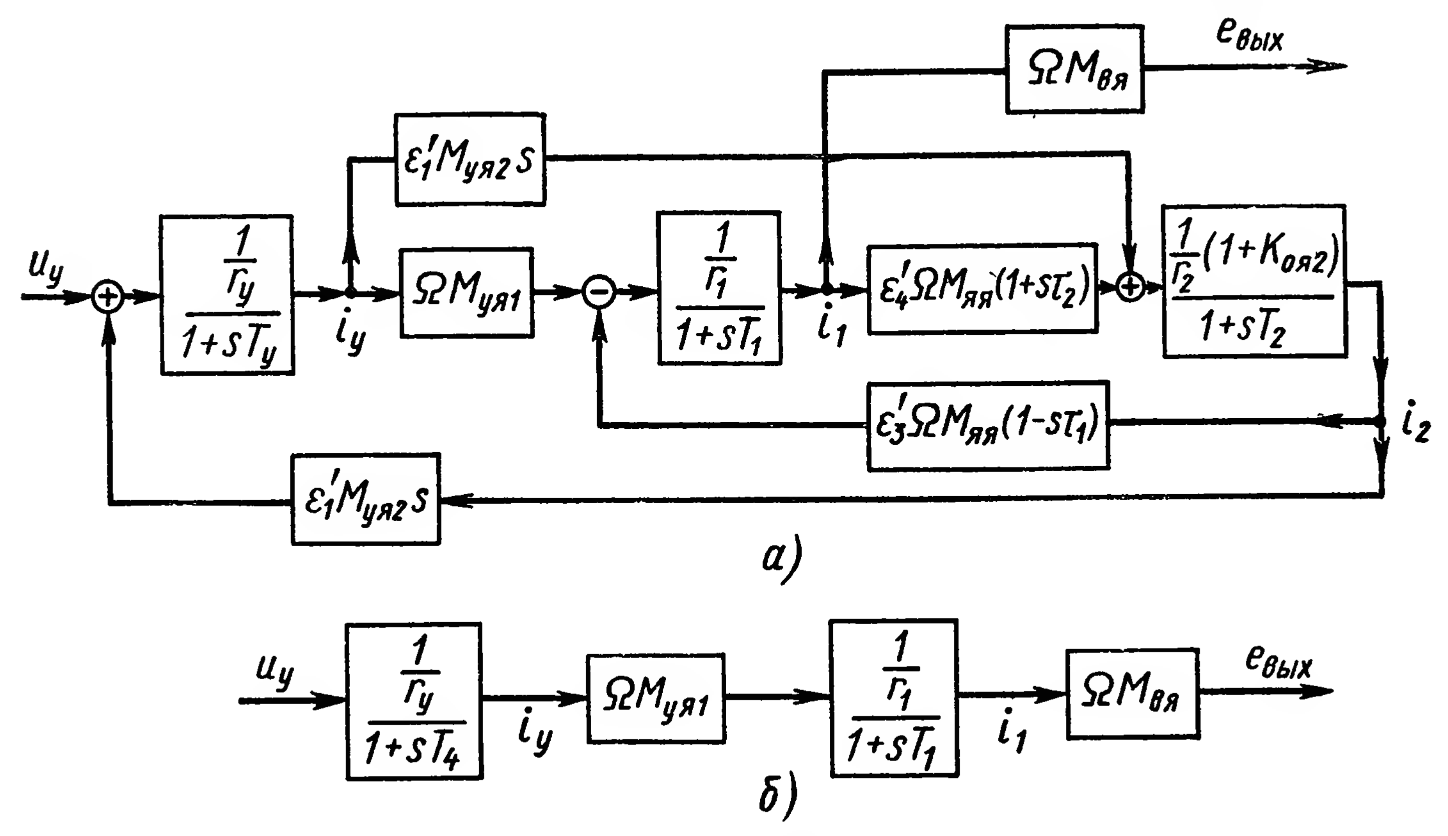


Рис. VI.16. Структурная схема двухступенчатого ЭМУ продольного поля:

а — в режиме холостого хода; *б* — в режиме холостого хода при полной компенсации реакций якоря

чин всех коэффициентов, отметим лишь величину

$$k_u=\frac{k_{\text{уя1}}k_{\text{вя}}}{1+\dfrac{\varepsilon_3'\varepsilon_4' r_1 k_{\text{яя}}^2}{r_2(1+k_{\text{оя2}})}}. \qquad \text{(VI.35)}$$

Здесь $k_{\text{вя}}$ — передаточный коэффициент ЭМУ на участке обмотки возбуждения — обмотки якоря ЭМУ,

$$k_{\text{вя}}=\frac{\Omega M_{\text{вя}}}{r_1};$$

остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

Если в ЭМУ осуществлена полная компенсация, т. е. $\varepsilon_1'=0$ и $\varepsilon_3'=0$, то в этом случае $I_2=0$ и система уравнений (VI.33) примет вид

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{у}}(s)&=r_{\text{у}}(1+sT_{\text{у}})\,I_{\text{у}}(s);\\ 0&=-\Omega M_{\text{уя1}}I_{\text{у}}(s)+r_1(1+sT_1)\,I_1(s);\\ 0&=-e_{\text{вых}}+\Omega M_{\text{яв}}I_1(s). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI.36)}$$

Структурная схема двухступенчатого ЭМУ продольного поля для случая полной компенсации приведена на рис. VI.16, *б*.

Передаточная функция в этом случае

$$W(s)=\frac{E_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{у}}(s)}=\frac{k_u}{(1+sT_{\text{у}})(1+sT_1)}, \quad \text{(VI.37)}$$

где

$$k_u=k_{\text{уя1}}k_{\text{вя}}.$$

Э М У продольно-поперечного поля. Применительно к идеальному трехступенчатому ЭМУ продольно-поперечного поля справедлива следующая система уравнений, позволяющая исследовать динамические характеристики ЭМУ в режиме холостого хода:

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{у}}(s)&=(r_{\text{у}}+sL_{\text{у}})\,I_{\text{у}}(s)+s\,(M_{\text{ук}}-M_{\text{уя2}})\,I_2(s);\\ 0&=-\Omega\,[M_{\text{уя1}}I_{\text{у}}(s)+M_{\text{кя1}}I_2(s)-\\ &\quad -M_{\text{яя}}I_2(s)]+(r_1+sL_1)\,I_1(s);\\ 0&=-\Omega M_{\text{яя}}I_1(s)+(r_2+sL_2)\,I_2(s)-s\,(M_{\text{уя2}}-\\ &\quad -M_{\text{ук}})\,I_{\text{у}}(s)-s2M_{\text{кя1}}I_2(s);\\ 0&=-e_{\text{вых}}+\Omega M_{\text{вя}}I_2(s), \end{aligned}\right\} \quad \text{(VI.38)}$$

где L_1, L_2, r_1 и r_2 — индуктивности и активные сопротивления поперечной и продольной цепей якоря: $L_1\equiv l_{\text{я1}}$; $L_2=L_{\text{я2}}+L_{\text{в}}+L_{\text{к}}$; $r_1=r_{\text{я1}}$; $r_2=r_{\text{я2}}+r_{\text{в}}+r_{\text{к}}$.

Систему уравнений (VI.38) удобно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{у}}(s)&=r_{\text{у}}(1+sT_{\text{у}})\,I_{\text{у}}(s)-s\varepsilon_1' M_{\text{уя2}}I_2(s);\\ 0&=-\Omega M_{\text{уя1}}I_{\text{у}}(s)+r_1(1+sT_1)\,I_1(s)+\Omega\varepsilon_3' M_{\text{яя}}I_2(s);\\ 0&=-s\varepsilon_1' M_{\text{уя2}}I_{\text{у}}(s)+r_2(1+sT_2)\,I_2(s)-\Omega M_{\text{яя}}I_1(s);\\ 0&=-e_{\text{вых}}+\Omega M_{\text{вя}}I_2(s), \end{aligned}\right\} \quad \text{(VI.39)}$$

где

$$T_1=\frac{L_1}{r_1} \quad \text{и} \quad T_2=\frac{L_2-2M_{\text{кя1}}}{r_2};$$

остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

Структурная схема идеального трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля в режиме холостого хода приведена на рис. VI.17, *а*.

Передаточная функция идеального трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля при холостом ходе также определяется выражением (VI.34), причем

$$k_u=\frac{k_{\text{уя1}}k_{\text{яя}}k_{\text{вя}}}{1+\dfrac{\varepsilon_3' r_2 k_{\text{яя}}^2}{r_1}}.$$

Если в ЭМУ осуществлена полная компенсация т. е. $\varepsilon_1' = 0$ и $\varepsilon_3' = 0$, то система уравнений (VI.39) примет вид

$$\left.\begin{aligned} U_у(s) &= r_у(1 + sT_у) I_у(s); \\ 0 &= -\Omega M_{уя1} I_у(s) + r_1(1 + sT_1) I_1(s); \\ 0 &= -\Omega M_{яя} I_1(s) + r_2(1 + sT_2) I_2(s); \\ 0 &= -e_{вых} + \Omega M_{вя} I_2(s). \end{aligned}\right\}$$

Передаточная функция идеального трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля для случая полной компенсации реакции якоря в режиме холостого хода

$$W(s) = \frac{E_{вых}(s)}{U_у(s)} = \frac{k_u}{(1 + sT_у)(1 + sT_1)(1 + sT_2)}, \qquad \text{(VI.40)}$$

где

$$k_u = k_{уя1} k_{яя} k_{вя}.$$

Структурная схема трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля для случая полной компенсации реакции якоря в режиме холостого хода приведена на рис. VI.17, *б*.

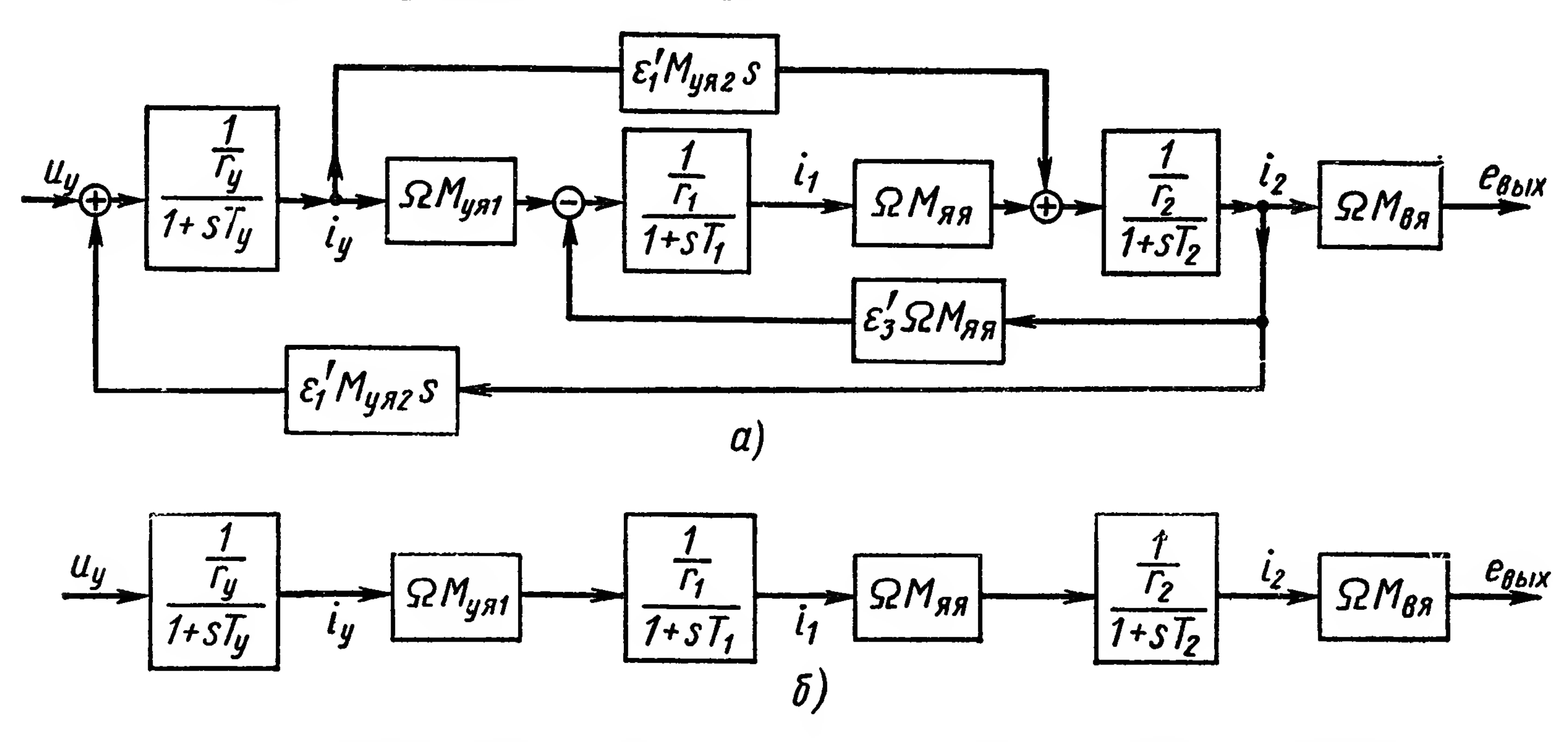


Рис. VI.17. Структурная схема трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля:

а — в режиме холостого хода; *б* — в режиме холостого хода при полной компенсации реакции якоря

При работе двухступенчатого и трехступенчатого ЭМУ на электродвигатель постоянного тока динамические характеристики системы ЭМУ — электродвигатель можно получить из совместного решения уравнений (VI.33), (VI.39) и уравнения

$$E_{вых}(s) = sC_е(1 + sT_м)\,\theta(s). \qquad \text{(VI.41)}$$

В этом случае передаточная функция нагруженного двухступенчатого ЭМУ продольного поля

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_у(s)} = \frac{(1 + a_1 s + a_2 s^2)\, k_u / C_е}{s(1 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3)(1 + sT_м)}, \qquad \text{(VI.42)}$$

а при полной компенсации реакции якоря

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_у(s)} = \frac{k_u/C_e}{s(1+sT_у)(1+sT_1)(1+sT_м)}. \qquad (VI.43)$$

Передаточная функция нагруженного трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля определяется согласно выражению (VI.42), а при полной компенсации

$$W(s) = \frac{\theta(s)}{U_у(s)} = \frac{k_u/C_e}{s(1+sT_у)(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_м)}. \qquad (VI.44)$$

В сравнении с ЭМУ поперечного поля ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля обладают рядом существенных преимуществ.

Прежде всего ЭМУ поперечного поля из-за тяжелых условий коммутации под поперечными щетками изготовляются в основном для сравнительно низкого диапазона мощностей от 0,1 до 10—20 кВт. ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля изготовляются в диапазоне высоких мощностей от 15 до 100 кВт.

Достоинством ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля в сравнении с ЭМУ поперечного поля является также то, что ЭМУ имеют более высокие величины передаточных коэффициентов и более низкие величины постоянных времени. Так, коэффициенты усиления трехступенчатого ЭМУ продольно-поперечного поля по напряжению при применении обмоток самовозбуждения могут достигнуть величин порядка 10^6.

Основные технические характеристики трехступенчатых ЭМУ продольно-поперечного поля.

Таблица VI.3

Характеристики ЭМУ	Тип ЭМУ						
	ПУ9/6,5-3	ПУ9/11,5-3	ПУ11/15-4	ПУ12/21,5-4	ПУ12/19-5	ПУ12/24-5	ПУ12/24-5к
Номинальные значения: Выходная э. д. с. $E_{вых}$, В	230	230	230	230	230	230	230
Номинальные значения: Выходной ток $I_{вых}$, А	—	131	174	239	326	435	435
Номинальные значения: Выходная мощность $P_{вых}$, кВт	15	30	40	55	75	100	100
Номинальные значения: Мощность управления $P_у$, Вт	2	3	4	4	4	4	4
Номинальные значения: Коэффициент усиления по мощности K_p	7500	10000	10000	13500	18750	25000	25000
Постоянная времени цепи управления $T_у$, с	0,06	0,12	0,24	0,24	0,23	0,43	0,43
Постоянная времени цепи якоря $T_я$,с	0,046	0,135	0,107	0,143	0,165	0,200	0,139
Масса m; кг	580	755	1180	1260	1700	2020	—

Существенным достоинством ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля является более простая схема введения положительных или отрицательных обратных связей по току нагрузки *.

При одинаковых величинах передаточных коэффициентов трехступенчатый ЭМУ продольно-поперечного поля является более быстродействующим усилителем в сравнении с двухступенчатым ЭМУ продольного поля [1,5].

Нашей промышленностью выпускаются трехступенчатые ЭМУ продольно-поперечного поля серии ПУ (табл. VI.3).

5. ВЛИЯНИЕ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМУ ВИХРЕВЫХ И КОММУТАЦИОННЫХ ТОКОВ, ГИСТЕРЕЗИСА И СДВИГА ЩЕТОК С НЕЙТРАЛИ

Во всех предыдущих разделах при исследовании динамических свойств ЭМУ рассматривался случай идеального ЭМУ, в котором не учитывались вихревые и компенсационные токи, не учитывалось явление гистерезиса и предполагалось, что щетки якоря расположены строго в нейтральных плоскостях. Однако неучет этих явлений приводит к значительным ошибкам в оценках динамических свойств ЭМУ. Необходимо отметить, что расчет динамических свойств ЭМУ с учетом вихревых и коммутационных токов, гистерезиса и сдвиг щеток с нейтральных плоскостей достаточно сложен. Целесообразно выявить лишь качественную сторону влияния указанных факторов на динамические свойства ЭМУ.

Влияние вихревых токов. При изменяющихся магнитных полях в массивных частях магнитопроводов ЭМУ возникают вихревые токи, которые создают магнитные потоки, направленные навстречу магнитным потокам, их вызывающим.

Таким образом, вихревые токи, не изменяя величины передаточных коэффициентов ЭМУ, приводят к замедлению переходных процессов, т. е. ухудшают динамические показатели ЭМУ.

Для того чтобы оценить влияние вихревых токов на динамические характеристики ЭМУ, заменим эффект влияния вихревых токов некоторым эквивалентным короткозамкнутым контуром [8]. Так, например, для ЭМУ с независимым возбуждением в режиме холостого хода при учете вихревых токов справедлива система уравнений

$$\left.\begin{aligned} U_{у}(s) &= r_{у}(1+sT_{у})\,I_{у}(s)+sM_{уз}I_{з}(s); \\ 0 &= -sM_{уз}I_{у}(s)+r_{з}(1+sT_{з})\,I_{з}(s); \\ 0 &= -E_{вых}(s)+\Omega M_{уя}I_{у}(s), \end{aligned}\right\} \qquad (VI.45)$$

где $I_з$, $r_з$ и $T_з$ — ток, активное сопротивление и постоянная времени эквивалентного короткозамкнутого контура;

$M_{уз}$ — коэффициент взаимной индукции между обмотками управления и эквивалентным короткозамкнутым контуром.

* См. § 7 настоящей главы.

На основании системы уравнений (VI.45) передаточная функция ЭМУ с независимым возбуждением в режиме холостого хода при учете вихревых токов

$$W(s)=\frac{E_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{у}}(s)}=\frac{k_{\text{уя}}(1+sT_{\text{з}})}{1+(T_{\text{у}}+T_{\text{з}})s+\left(T_{\text{у}}T_{\text{з}}-\frac{M_{\text{уз}}^2}{r_{\text{у}}r_{\text{з}}}\right)s^2}, \quad \text{(VI.46)}$$

где $k_{\text{уя}}$ определяется соотношением (VI.3).

Из выражений (VI.46) и (VI.3) видно, что вихревые токи, не изменяя величины передаточного коэффициента, делают ЭМУ более инерционным. Для ослабления влияния вихревых токов магнитопроводы ЭМУ изготовляются из шихтованной листовой стали с повышенным содержанием кремния. Несмотря на это, наличие вихревых токов приводит к значительному увеличению постоянных времени ЭМУ, например в 1,5—2 раза [8].

Влияние гистерезиса. Наличие гистерезиса в кривых намагничивания оказывает влияние на динамические характеристики ЭМУ, аналогичные влиянию вихревых токов.

Большое влияние на статические характеристики ЭМУ оказывает остаточный магнитный поток. Так, в ЭМУ поперечного поля остаточный магнитный поток по продольной оси по величине соизмерим с потоком управления, составляя 15—20% от него. Для устранения влияния на работу ЭМУ остаточного магнитного потока в ЭМУ применяется вспомогательная обмотка, по которой пропускают переменный ток.

Влияние коммутационных токов. Секции якоря, замкнутые щеткой якоря, образуют замкнутый контур, по которому протекает ток. Возникающий при этом магнитный поток при прямолинейной коммутации расположен в плоскости щеток. При криволинейной коммутации магнитный поток от токов коммутации расположен как в плоскости щеток, так и в плоскости, перпендикулярной к плоскости щеток. Эти магнитные потоки могут оказать существенное влияние на динамические свойства ЭМУ, особенно в тех случаях, когда магнитные потоки от коммутационных токов соизмеримы с магнитными потоками, расположенными в этих же плоскостях.

В ЭМУ поперечного поля коммутационные токи имеют место как под поперечными, так и под продольными щетками ЭМУ.

Для устранения магнитного потока, созданного коммутационными токами под продольными щетками, по продольной оси устанавливаются дополнительные полюса с обмоткой, по которой протекает ток нагрузки. Возникающий при этом магнитный поток компенсирует поток от коммутационных токов под продольными щетками.

Дополнительные полюса по поперечной оси в ЭМУ поперечного поля не ставятся. Под поперечными щетками ЭМУ имеет место замедленная коммутация [2]. Это приводит к тому, что, во-первых, увеличивается активное сопротивление поперечной цепи (на вели-

чину $\Omega M_{\text{укз}}$), во-вторых, уменьшается величина постоянной времени поперечной цепи ЭМУ и, в-третьих, в ЭМУ появляется положительная обратная связь по току поперечной цепи. В результате увеличения активного сопротивления поперечной цепи уменьшается величина передаточного коэффициента ЭМУ.

Сдвиг щеток с нейтрали приводит к уменьшению магнитного потока реакции якоря в плоскости щеток и к появлению магнитного потока реакции якоря в плоскости, перпендикулярной к плоскости щеток. При сдвиге щеток в сторону вращения якоря магнитный поток в плоскости, перпендикулярной к плоскости щеток, создает отрицательную обратную связь; при сдвиге против вращения якоря — положительную обратную связь по току цепи, в которой находятся щетки.

Сдвиг щеток с нейтрали, который всегда имеет место в ЭМУ, объясняется состоянием щеток, неодинаковой толщиной коллекторных пластин и изоляций и т. п. Так как эти причины нестабильны, щетки под полюсами (при отсутствии добавочных полюсов) сдвигают по направлению вращения на 1,5—3 электрических градуса. Это улучшает линейность и стабильность характеристик ЭМУ [6].

Учесть перечисленные выше факторы и провести аналитический расчет динамических характеристик достаточно трудно. Поэтому большое значение имеют экспериментальные методы исследования динамических характеристик ЭМУ.

6. МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Основными методами улучшения динамических характеристик ЭМУ являются увеличение активного сопротивления входной цепи ЭМУ и введение обратных связей.

Добавочное сопротивление $r_{\text{д}}$, включенное последовательно в цепь управления, приводит к тому, что постоянная времени этой цепи

$$\tau_{\text{у}} = \frac{L_{\text{у}}}{r_{\text{у}} + r_{\partial}} \qquad (VI.47)$$

или

$$\tau_{\text{у}} = \frac{T_{\text{у}}}{\varphi_u}, \qquad (VI.48)$$

где $T_{\text{у}}$ — собственная постоянная времени цепи управления (до введения сопротивления $r_{\text{д}}$);

φ_u — коэффициент форсировки по напряжению,

$$\varphi_u = \frac{r_{\text{у}} + r_{\partial}}{r_{\text{у}}}. \qquad (VI.49)$$

Таким образом, можно в φ_u раз уменьшить постоянную времени обмотки управления ЭМУ и улучшить динамические характери-

стики ЭМУ и САР в целом. При этом, вводя добавочное сопротивление $r_д$, необходимо от элемента, предшествующего ЭМУ, отбирать повышенную величину напряжения.

Наиболее эффективным методом улучшения динамических характеристик ЭМУ является введение в ЭМУ отрицательных обратных связей. Нашло применение введение как жестких, так и гибких обратных связей. В качестве жесткой отрицательной обратной связи широко применяют отрицательную обратную связь по выходному напряжению (рис. VI.18). Часть выходного напряжения подается на дополнительную обмотку $w_д$. Магнитный поток обмотки направлен навстречу потоку управления, образуя отрицательную обратную связь. Это приводит к увеличению быстродействия системы, но одновременно снижает передаточный коэффициент.

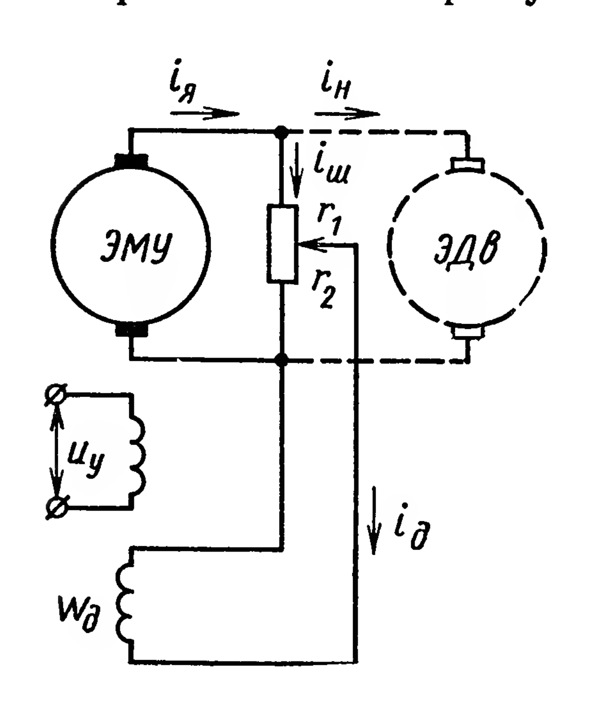


Рис. VI.18. Принципиальная схема ЭМУ с жесткой обратной связью по напряжению

Уменьшение величины передаточного коэффициента при введении жесткой отрицательной обратной связи является большим недостатком. Поэтому такое увеличение быстродействия ЭМУ допустимо в том случае, когда выбран ЭМУ с заранее завышенным передаточным коэффициентом, или возможна компенсация уменьшения передаточного коэффициента ЭМУ увеличением передаточных коэффициентов предшествующих ЭМУ элементов.

Для улучшения динамических характеристик ЭМУ широкое распространение получили, так называемые гибкие отрицательные обратные связи: трансформаторная (рис. VI.19, *а*) с $R - C$ контуром (рис. VI.19, *б*), с тахогенератором и $R - C$ контуром (рис. VI.19, *в*) и тахометрическим мостом и $R - C$ контуром (рис. VI.19,*г*).

Первые две отрицательные обратные связи осуществляют обратную связь по выходному напряжению, вторые две — по углу поворота исполнительного электродвигателя. Величина передаточного коэффициента во всех четырех случаях не изменяется.

В ЭМУ для осуществления трансформаторной обратной связи в настоящее время находят широкое применение трансформаторы типов ТС-72-60 и ТС-144-110. Они имеют регулируемый воздушный зазор сердечника, что позволяет в определенной степени осуществить регулировку параметров цепи обратной связи (табл. VI.3).

В ЭМУ находят также широкое применение обратные связи по току нагрузки, которые способствуют как ослаблению влияния нагрузки на ЭМУ, так и общему улучшению динамических характеристик.

Для осуществления обратных связей по току нагрузки в ЭМУ с независимым возбуждением, с самовозбуждением и в ЭМУ с поперечным полем или вводится дополнительная обмотка управле-

ния (рис. VI.20, *а*) или ток нагрузки проходит через обмотку управления (рис. VI.20, *б*). В последнем случае условия работы обмотки управления ухудшаются. В этом отношении двухступенчатый ЭМУ продольного поля и трехступенчатый ЭМУ продольно-поперечного поля имеют достоинства по сравнению со всеми остальными ЭМУ: введение обратных связей по току нагрузки в ЭМУ продольного и

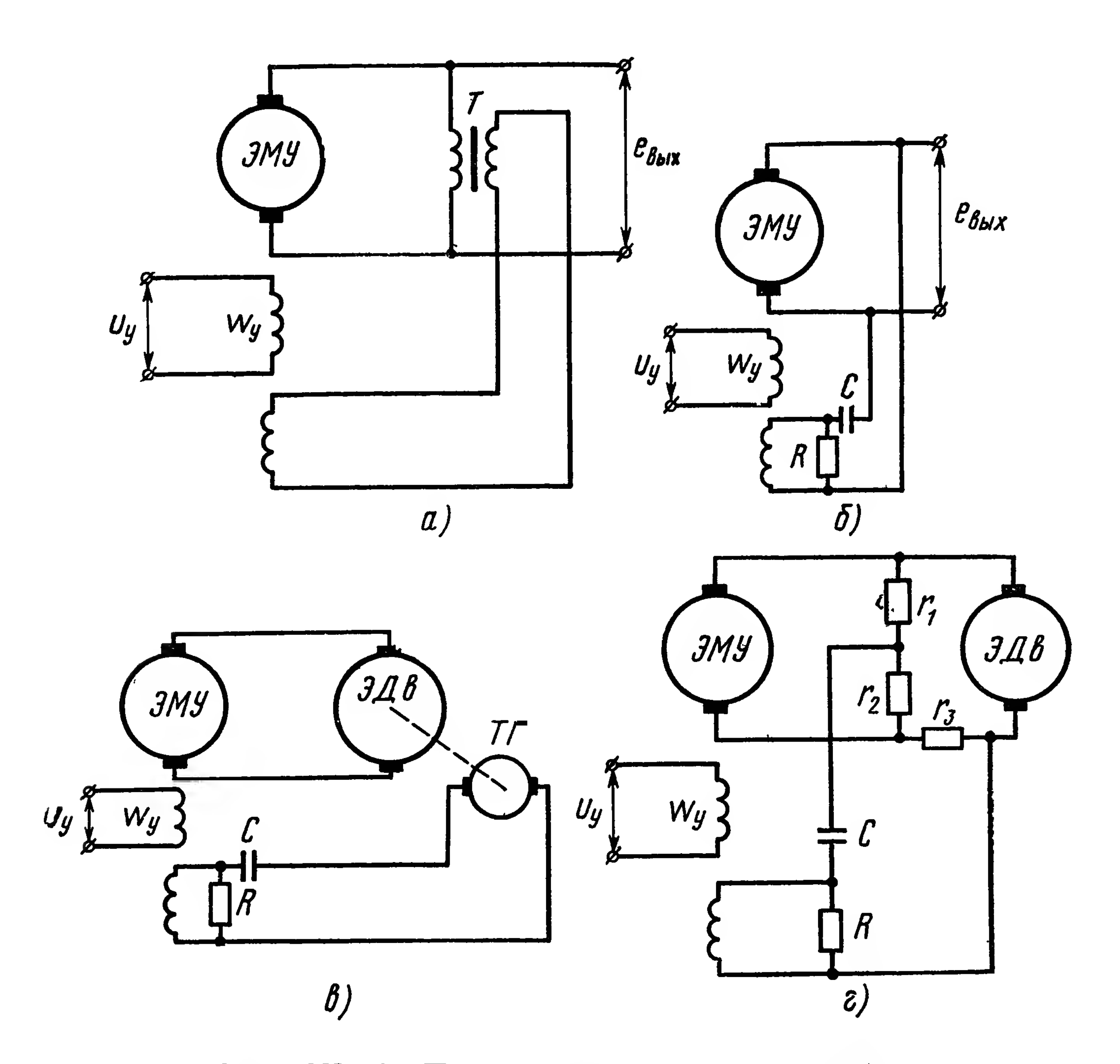


Рис. VI.19. Принципиальная схема ЭМУ:

а — с трансформаторной обратной связью; *б* — с *R* — *C* контуром в цепи обратной связи; *в* — с тахогенератором и *R* — *C* контуром в цепи обратной связи; *г* — с тахометрическим мостом и *R* — *C* контуром в цепи обратной связи

продольно-поперечного поля осуществляется без введения дополнительных обмоток или без ухудшения условий работы обмотки управления.

Для введения обратных связей по току в двухступенчатом ЭМУ продольного поля достаточно зашунтировать часть компенсационной обмотки $w_{к\ пр}$ или обмотки возбуждения $w_в$. Так, при шунтировании части компенсационной обмотки $w_{к\ пр}$ сопротивлением, подключенным к точкам *А* и *В* (рис. VI.14), вводится положительная обратная связь по току нагрузки. Если же шунтирующее сопротивление подключить к точкам *А* и *С*, то вводится отрицательная обратная связь. Включение шунтирующего сопротивления между правой поперечной щеткой и точкой *D* осуществляет введение положительной

обратной связи по току с охватом только второй ступени усиления ЭМУ; между левой поперечной щеткой и точкой D — отрицательной обратной связи также с охватом только второй ступени усиления.

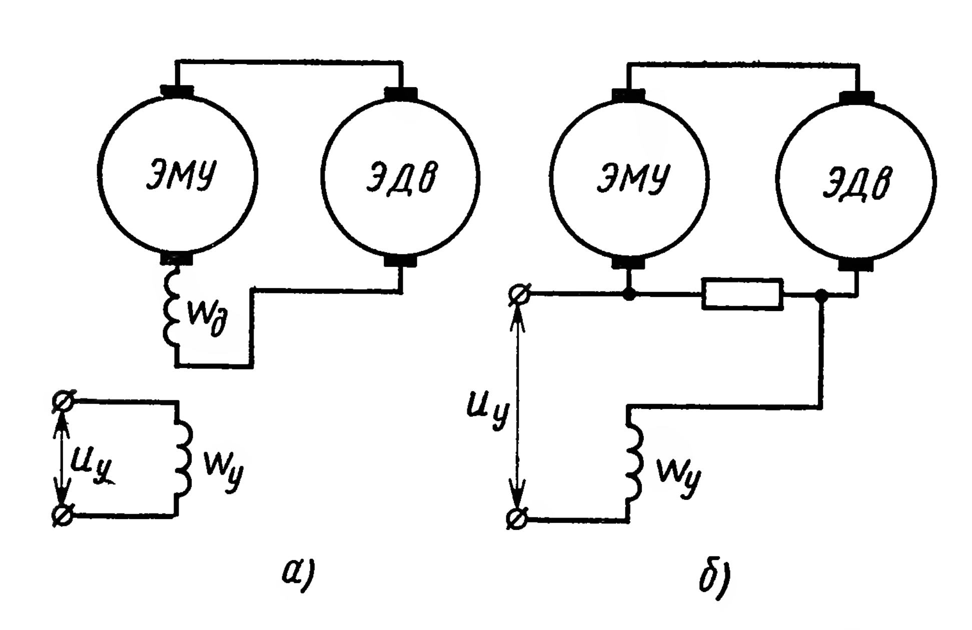


Рис. VI.20. Принципиальная схема ЭМУ с обратной связью по току нагрузки:

а — с дополнительной обмоткой управления; *б* — без дополнительной обмотки управления

Также просто вводится обратная связь по току и в трехступенчатом ЭМУ продольно-поперечного поля. Так, если шунтирующее сопротивление подключить к нижней продольной щетке и точке C (рис. VI.15), то вводится положительная, а к верхней продольной щетке и точке B — отрицательная обратная связь по току нагрузки; причем эта обратная связь охватывает лишь третью ступень усиления ЭМУ. Если же шунтирующее сопротивление подключить к точкам A и B, то вводится положительная, а к точкам A и C — отрицательная обратная связь по току нагрузки; причем эта обратная связь охватывает все три ступени ЭМУ.

7. НАГРУЗОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Нагрузочной (внешней) характеристикой ЭМУ называется зависимость напряжения на нагрузке от тока нагрузки в установившемся состоянии при постоянном значении управляющего напряжения $U_у$.

Нагрузочная характеристика определяется из соотношения

$$U_н = E_{вых} - I_н (r_2 + r_н), \qquad (VI.50)$$

где $E_{вых}$, $U_н$, $I_н$ — э. д. с. выходной цепи ЭМУ, напряжение и ток нагрузки в установившемся состоянии;

r_2 и $r_н$ — активные сопротивления соответственно выходной цепи и нагрузки.

Уравнение (VI.50) позволяет вычислить и исследовать нагрузочную характеристику любого ЭМУ. Для этого, составив уравнение статики системы ЭМУ — электродвигатель, необходимо в каждом отдельном случае установить зависимость $E_{вых}$ от тока управления (или напряжение управления); причем можно рассматривать как случай идеального ЭМУ, так и случай неидеального ЭМУ, т. е. учитывать влияние на нагрузочную характеристику вихревых токов, токов коммутации, гистерезиса и сдвига щеток с нейтрали.

Определим нагрузочные характеристики для идеального ЭМУ с независимым возбуждением и ЭМУ поперечного поля. Для ЭМУ с самовозбуждением и ЭМУ продольного и продольно-поперечного поля методика расчета аналогична.

Для ЭМУ с независимым возбуждением справедливо следующее уравнение статики:

$$E_{вых}=\Omega M_{уя}I_{у}. \qquad (VI.51)$$

Величина сопротивления выходной цепи

$$r_2=r_я+r_н.$$

Отсюда на основании (VI.47) справедливо

$$U_н=\Omega M_{уя}I_y-r_яI_н. \qquad (VI.52)$$

На рис. VI.21, *а* приведена нагрузочная характеристика идеального ЭМУ с независимым возбуждением. Она представляет собой прямую линию, проходящую при $I_н=0$ на уровне $\Omega M_{уя}I_у$ и имеющую наклон, равный — tg $r_я$. Для того чтобы получить напряжение на нагрузке, мало зависящим или совершенно не зависящим от тока

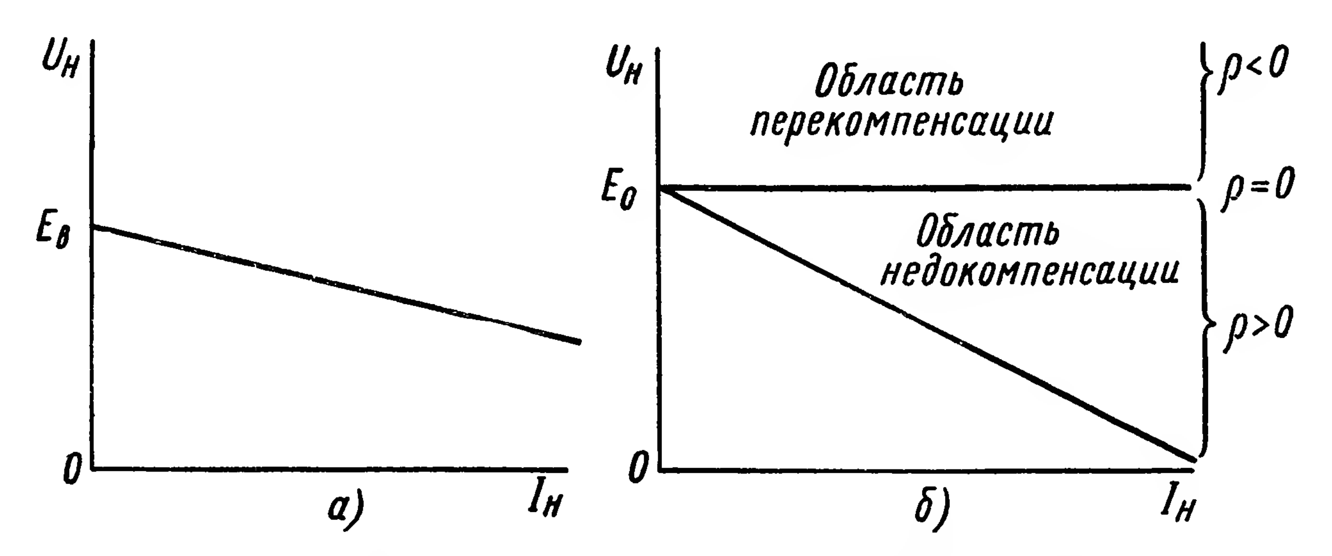


Рис. VI.21. Внешняя характеристика ЭМУ:

а — с независимым возбуждением; *б* — с поперечным полем

нагрузки, в систему ЭМУ — электродвигатель вводится положительная обратная связь по току нагрузки. Очевидно, что обратную связь нужно подобрать таким образом, чтобы она полностью или частично компенсировала падение напряжения на сопротивлении якоря. Так, если положительная обратная связь выполняется по схеме, приведенной на рис. VI.20, *а*, то полная компенсация будет иметь место при

$$\Omega M_{дя}=r_я.$$

В этом случае нагрузочная характеристика будет горизонтальной линией. Если же

$$\Omega M_{дя}<r_я, \qquad (VI.53)$$

то нагрузочная характеристика займет промежуточное положение между горизонтальной линией и естественной нагрузочной характеристикой ЭМУ.

Для ЭМУ поперечного поля э. д. с. выходной цепи

$$E_{вых}=\frac{\Omega^2 M_{яя}}{r_2}(M_{уя1}I_у+\beta'_н M_{кя1}I_н-M_{яя}I_н), \qquad (VI.54)$$

где

$$\beta'_{н} = \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_{к}}.$$

На основании соотношений (VI.50) и (VI.54) нагрузочная характеристика идеального ЭМУ поперечного поля

$$U_{н} = r_{у} k_{уя2} I_{у} - r_2 k_{яя}^2 \varepsilon_3'' I_{н} - (r_2 - r_{н}) I_{н}. \qquad (VI.55)$$

В последнем выражении

$$\varepsilon_3'' = 1 - \frac{M_{кя1}}{M_{яя}} \beta'_{н}, \qquad (VI.56)$$

остальные обозначения соответствуют ранее принятым.

Из равенства (VI.55) видно, что нагрузочная характеристика идеального ЭМУ поперечного поля имеет такой же вид, как и нагрузочная характеристика ЭМУ с независимым возбуждением. Однако в рассматриваемом случае наклон характеристики зависит не только от падения напряжения на сопротивлении $(r_2 - r_{н})$, но и в большой степени определяется величиной $r_2 k_{яя}^2 \varepsilon_3''$, которая зависит от добавочного магнитного потока, возникающего в ЭМУ поперечного поля при его работе на нагрузку. В идеальном ЭМУ этот добавочный поток представляет собой поток реакции якоря по продольной оси $\Phi_{рпр}$ и поток от компенсационной обмотки $\Phi_{к}$. От соотношения этих потоков зависит величина ε_3''. Так, если $|\Phi_{к}| = |\Phi_{рпр}|$, то $\varepsilon_3'' = 0$ и т. д.

Обозначив $r_2 k_{яя}^2 \varepsilon_3'' + r_2 - r_{н} = \rho$, нагрузочную характеристику ЭМУ с поперечным полем можно представить в виде

$$U_{н} = r_{у} k_{уя2} I_{у} - \rho I_{н}. \qquad (VI.57)$$

В зависимости от величины и знака ρ различают недокомпенсированный, полностью скомпенсированный и перекомпенсированный режим работы ЭМУ.

Если $\rho = 0$, то напряжение на нагрузке не зависит от тока нагрузки и равно выходной э. д. с. холостого хода ЭМУ. В этом случае ЭМУ работает в полностью скомпенсированном режиме. Магнитный поток обмотки $w_{к}$ в режиме полной компенсации целиком компенсирует как поток реакции якоря по продольной оси, так и падение напряжения на сопротивлении $(r_2 - r_{н})$. Внешняя характеристика идеального ЭМУ в этом случае представляет собой горизонтальную линию (рис. VI.21, *б*) на уровне $E_2 = r_{у} k_{уя2} I_{у}$.

Если $\rho > 0$, то ЭМУ работает в недокомпенсированном режиме. Внешняя характеристика в этом случае имеет отрицательный наклон и лежит в области, ограниченной внешней характеристикой полностью скомпенсированного ЭМУ и внешней характеристикой ЭМУ, у которого компенсационная обмотка отсутствует.

Если $\rho < 0$, то ЭМУ работает в перекомпенсированном режиме. Внешняя характеристика в этом случае лежит над внешней харак-

теристикой полностью скомпенсированного ЭМУ, имея положительный наклон.

Наличие вихревых и коммутационных токов, гистерезис и сдвиг щеток с нейтральной плоскости оказывают существенное влияние как на величину выходной э. д. с. ЭМУ в режиме холостого хода, так и на вид нагрузочных характеристик ЭМУ.

Вихревые и коммутационные токи снижают величину выходной э. д. с. ЭМУ в режиме холостого хода. Внешние характеристики находятся в нелинейной зависимости от тока нагрузки.

Гистерезис приводит к неоднозначности внешних характеристик. Особенно большое влияние гистерезис оказывает на внешние характеристики.

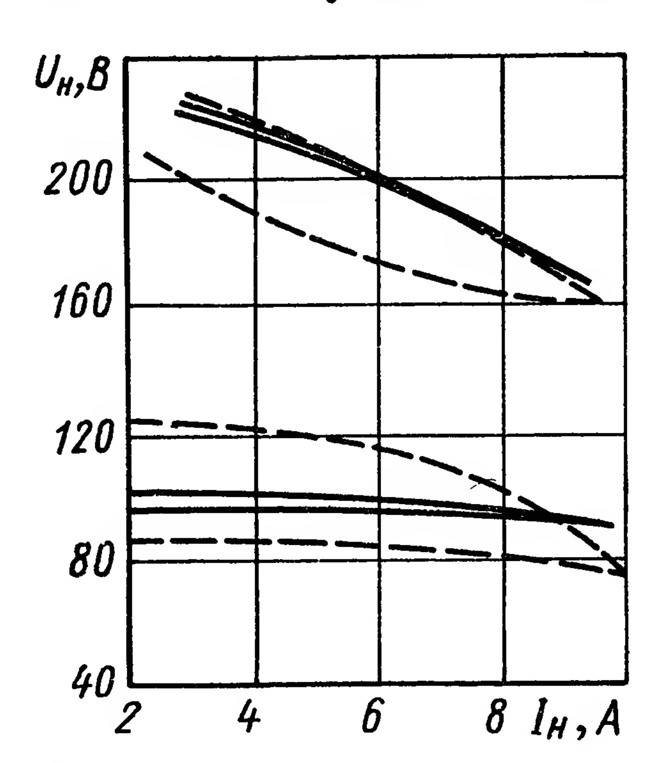


Рис. VI.22. Внешняя характеристика ЭМУ-25:

1 — без подмагничивания; *2* — с подмагничиванием

Для улучшения статических характеристик большое значение имеет подмагничивание ЭМУ переменным током. На рис. VI.22 для двух значений тока управления штриховыми линиями показаны внешние характеристики ЭМУ поперечного поля типа ЭМУ-25 без подмагничивания, а сплошными линиями — с подмагничиванием. В работе [7] показано, что подмагничивание может осуществляться током промышленной частоты, и при этом область внешних характеристик уменьшается в 10—12 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Алексеев А. Е.** и др. Сравнения статических и динамических характеристик двух- и трехступенчатых электромашинных усилителей с продольным полем. «Электричество», 1957, № 12, с 24—25

2 **Башарин А. В.** Учет поперечной реакции якоря и реакций коммутирующих секций в электромашинном усилителе. ВЭП, 1958, № 2, с. 17—19.

3 **Горяинов Ф. А.** Электромашинные усилители (теория и расчет). Госэнергоиздат, 1962, 288 с.

4 **Михайлов В. С., Мусин Е. А.** Электромашинные усилители в судовых системах автоматического управления. Судостроение, 1967, 228 с.

5. **Норневский Б. И.** и др. Сравнения двух- и трехступенчатых электромашинных усилителей с продольным полем. «Электричество», 1958, № 3, с. 9—14.

6. **Рудаков В. В.** Характеристики электромашинных усилителей с поперечным полем ВЭП, 1952, № 10, с. 16—22.

7. **Фатеев А. Ф.** и др. Способы улучшения характеристик электромашинных усилителей с поперечным полем. ВЭП, 1956, № 8, с. 54—57.

8 **Эпштейн Я. С.** Особенности проектирования амплидинов. «Электричество», 1945, № 12, с. 40—46.

ГЛАВА VII

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

К одним из наиболее распространенных элементов систем автоматического регулирования и управления относятся электромеханические усилители. В электромеханических усилителях для получения требуемой функциональной связи между выходным и входным сигналами используются электрические и магнитные явления с возможным промежуточным преобразованием формы энергии (например, прямое и обратное преобразование электрической энергии в механическую). Электромеханические усилители составляют достаточно обширную группу усилителей, в которую входят усилители, использующие электромагнитные устройства с подвижными частями.

Материал данной главы, с одной стороны, базируется на материале предыдущих глав и поэтому носит обобщающий характер, а с другой стороны, в нем большое внимание уделено электромеханическим усилителям с электромагнитными устройствами.

1. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ И СПОСОБЫ ИХ ФОРМИРОВАНИЯ

Электромеханические усилители по виду и способу формирования статических характеристик можно разлелить на три типа: с непрерывной характеристикой (рис. VII. 1, *а*, *б*), с релейной характеристикой (рис. VII. 1, *в* — *е*), линеаризованные релейные.

Усилители первых двух типов характеризуются тем, что основой их построения является обеспечение непрерывного или релейного режима работы.

Усилители третьего типа строятся на базе релейных усилителей с последующей искусственной линеаризацией их характеристик для получения непрерывных функций $x_{\text{вых средн}} = f(x_{\text{вх}})$. Необходимость построения таких усилителей объясняется тем, что часто релейные элементы по сравнению с элементами, имеющими непрерывную характеристику, обладают рядом преимуществ, например, большими экономичностью, усилением сигнала по мощности, стабильностью параметров, а также меньшим весом и т. п. Однако их применение в системах автоматического управления вызывает в ряде случаев появление недопустимых автоколебаний [2].

В электромеханических усилителях для получения у них характеристик определенного вида необходимо соответствующим образом осуществлять согласование характеристики управляющего устройства и нагрузки (входная цепь последующего элемента). При этом для получения непрерывной статической характеристики необходимо, чтобы в точках пересечения характеристик управляющего устройства и нагрузки имело место положение устойчивого равновесия. Когда точки пересечения характеристик являются точками неустойчивого равновесия (в рабочем интервале), то в этом случае

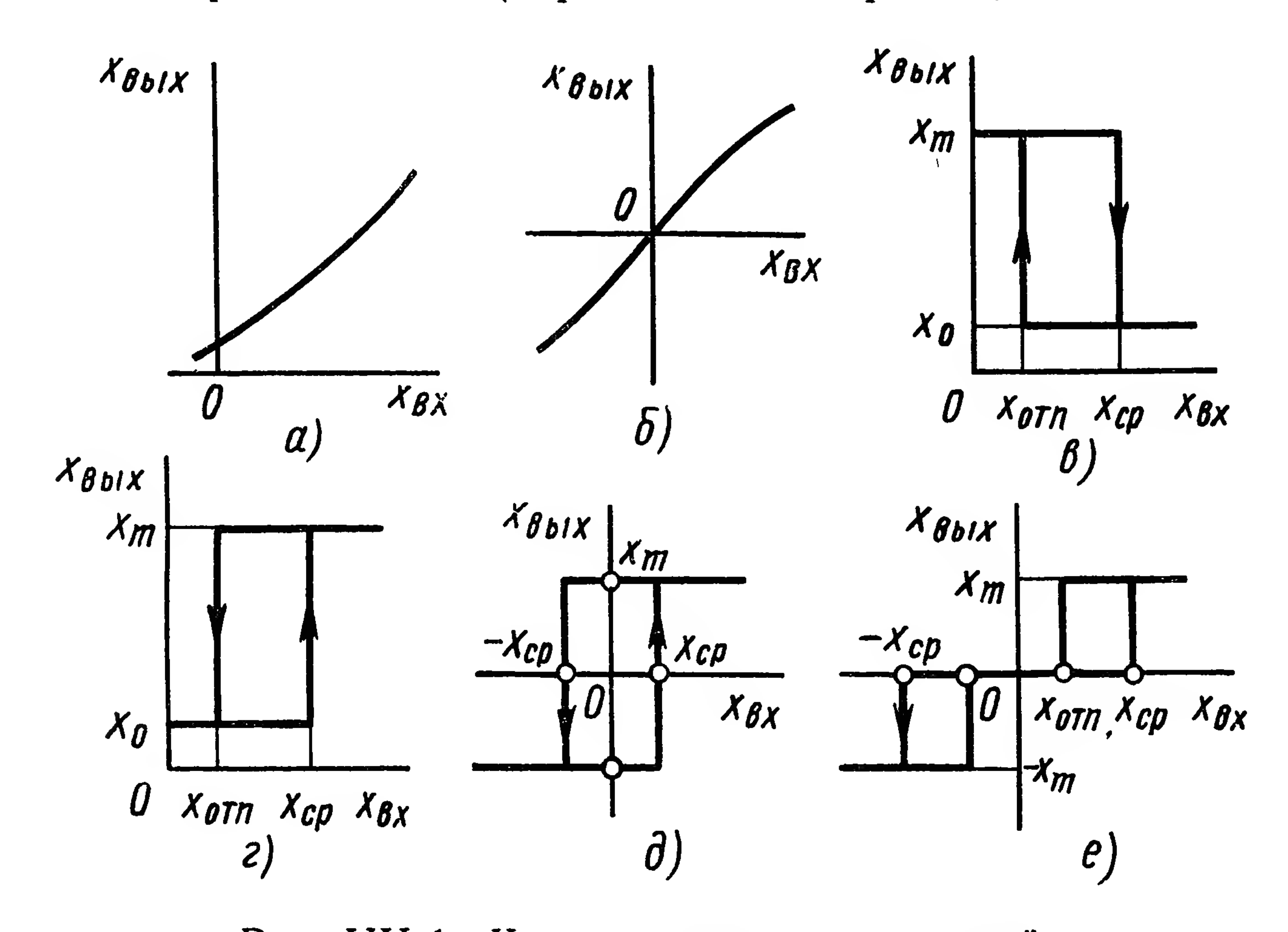


Рис. VII.1. Характеристики усилителей:

а — непрерывная нереверсивная; *б* — непрерывная реверсивная; *в*, *г* — релейные нереверсивные; *д*, *е* — релейные реверсивные: x_m — максимальная величина выходного сигнала; x_0 — минимальная величина выходного сигнала; $x_{ср}$ — величина параметра срабатывания; $x_{отп}$ — величина параметра отпускания

может быть получена релейная статическая характеристика. Рассмотрим данное положение на примерах согласования характеристик управляющего устройства и нагрузки отдельных элементов.

Предположим, что характеристики управляющего устройства представляют собой функцию двух переменных $y = f(x_{вых}, x_{вх})$.

В случае электромагнитных устройств переменной y соответствует движущее или тяговое усилие $F_Т$. Переменной $x_{вх}$ соответствует намагничивающая сила обмотки электромагнита, а переменная $x_{вых}$ определяет положение подвижных частей, т. е. $F_Т = f(x_{вых}, I\omega_{вх})$. При этом зависимость тяговых усилий от положения подвижных частей (т. е. от перемещения на выходе $x_{вых}$) при неизменном входном воздействии $F_т = f(x_{вых})$ при $x_{вх} = \text{const}$ называют тяговой характеристикой.

Характеристика нагрузки для рассматриваемого примера (без учета влияния на нее различных факторов, например, изменений температуры и т. п.) будет определяться следующей зависимостью:

$F_м = \varphi(x_{вых})$, которую обычно называют механической характеристикой. Здесь $F_м$ — представляет собой усилие, противодействующее перемещению подвижных частей (силы упругости пружин и т. п.). Предположим, что механическая характеристика прямолинейная.

Для получения непрерывной статической характеристики $x_{вых} = \psi(Iw_{вх})$ согласование характеристик управляющего устройства и нагрузки должно соответствовать взаимному расположению характеристик, приведенному на рис. VII.2, *а*, где точки *1—3* являются точками устойчивого равновесия. Чтобы убедиться, что точка $x_{вых i}$ — точка устойчивого равновесия, достаточно переместить подвижные части так, чтобы величина $x_{вых}$ уменьшалась (или увеличивалась). Тогда, как видно из совместного расположения характеристик $F_т = f(x_{вых})$ и $F_м = \psi(x_{вых})$, усилие $F_м$ будет больше (или меньше), в результате чего подвижные части под воздействием разности сил $F_м - F_т$ (или $F_т - F_м$) возвратятся в исходное положение равновесия $x_{вых i}$, при котором $F_{тi} = F_{мi}$.

Для построения статической характеристики элемента достаточно отложить по оси ординат значения $Iw_{вх1}$, $Iw_{вх2}$, $Iw_{вх3}$ и т. д., а из точек пересечения характеристик управляющего устройства и нагрузки (точки *1*, *2*, *3* и т. д.) на ось абсцисс опустить перпендикуляры, точки пересечения которых с соответствующими прямыми будут являться точками искомой статической характеристики элемента $x_{вых} = \psi(Iw_{вх})$.

Взаимное расположение характеристик управляющего устройства и нагрузки для случая релейной статической характеристики элемента приведено на рис. VII.2, *б*. Здесь точки пересечения характеристик (например, точка *i*) в рабочем интервале изменения выходной координаты ($x_{вых\,min} < x_{вых} < x_{вых\,max}$) являются точками неустойчивого равновесия.

При значении $Iw_{вх} < Iw_{ср}$ подвижные части будут оставаться неподвижными, так как $F_м > F_т$. При величине $Iw_{вх} \geqslant Iw_{ср}$ подвижные части беспрепятственно перемещаются, пока не займут положения, соответствующего $x_{вых\,min}$.

При последующем уменьшении $Iw_{вх}$ происходит отпускание релейного элемента, причем $Iw_{отп} < Iw_{ср}$.

Условия получения релейной характеристики могут быть сформулированы следующим образом:

1) тяговая характеристика, соответствующая параметру срабатывания $F_{т3}$, должна лежать выше механической характеристики во всей рабочей области перемещений, за исключением начальной точки $x_{вых\,max}$;

2) тяговая характеристика, соответствующая параметру отпускания $F_{т1}$, должна лежать ниже механической характеристики во всей рабочей области перемещений, за исключением конечной точки $x_{вых\,min}$.

Следует отметить, что согласование характеристик может осуществляться за счет изменения характеристик управляющего устройства или характеристик нагрузки.

В усилителях, так как они являются активными элементами, на согласование характеристик будут оказывать влияние также и параметры источника вспомогательной энергии. Например, если усилитель выполнен по схеме, приведенной на рис. VII.3, *а*, и управляющее устройство (*У*) имеет вольт-амперные характеристики $U_у = f(I_у, x_{вх})$ с участками отрицательного дифференциального сопротивления (рис. VII.3, *б*), то при различных значениях напряжения

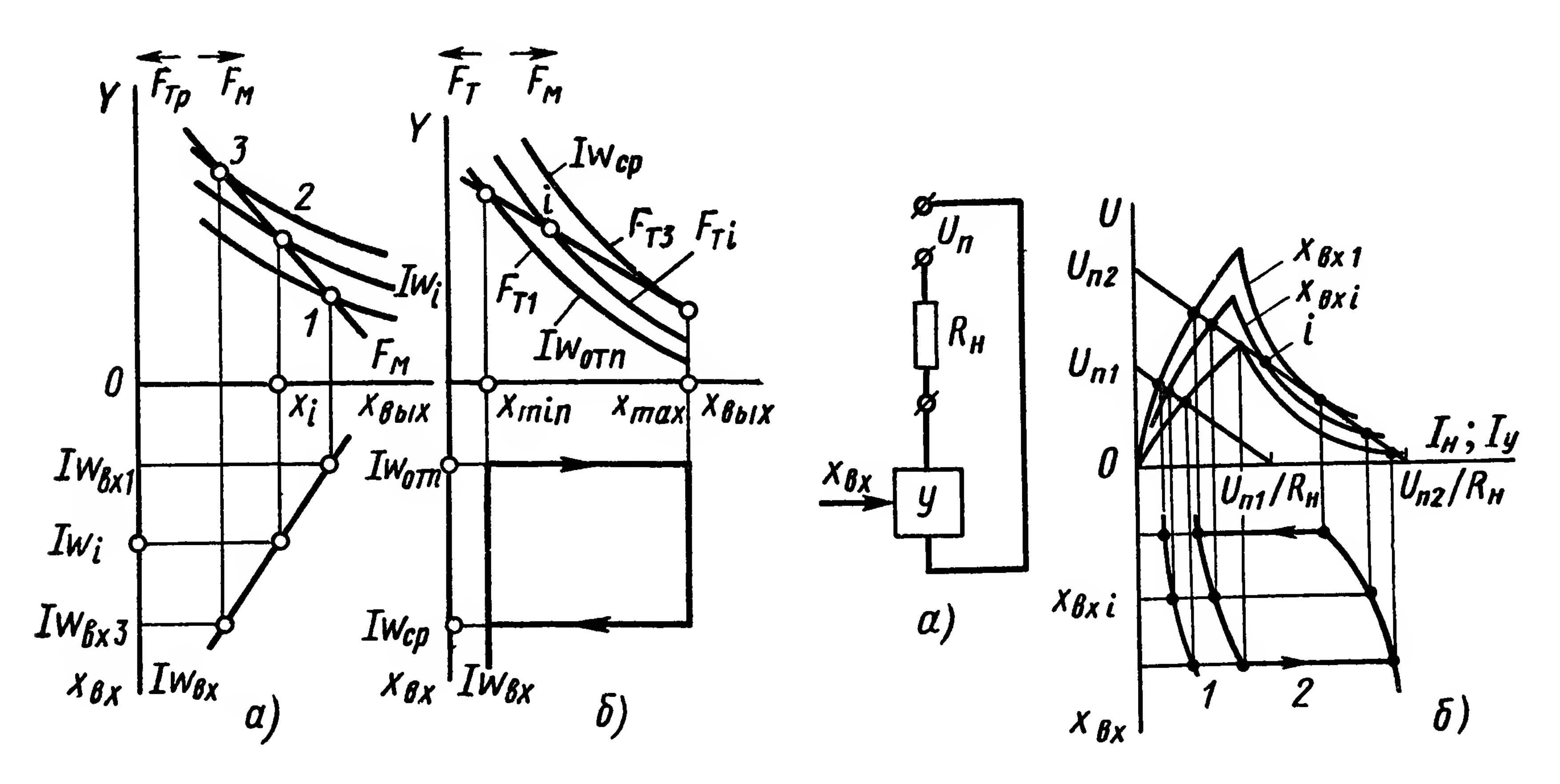


Рис. VII.2. Согласование тяговых и механических характеристик:

а — непрерывная характеристика; *б* — релейная характеристика

Рис. VII.3. Согласование характеристик в активных элементах:

а — схема активного элемента; *б* — согласование характеристик

источника питания ($U_{п1}$ и $U_{п2}$) будут иметь место две нагрузочные характеристики при одинаковом сопротивлении нагрузки $R_н$:

$$I_у R_н = U_п - U_у.$$

При этом, в случае $U_{п1}$ усилитель будет иметь непрерывную характеристику $I_у = f(x_{вх})$ (кривая *1*), так как точки пересечения являются точками устойчивого равновесия, а при $U_{п2}$ будет иметь место релейная характеристика (кривая *2*), так как точки типа *i* — точки неустойчивого равновесия.

Если вольт-амперные характеристики не содержат участки с отрицательным дифференциальным сопротивлением, то для получения релейного режима вводится положительная обратная связь (ОС). Условие возникновения релейного режима определяется глубиной ОС. Так, например, на рис. VII.4 приведены: характеристика усилителя без обратной связи с коэффициентом усиления $K = \operatorname{tg}\alpha$ и три характеристики ОС, соответствующие различным значениям коэффициента ОС ($K_{ос1} = \operatorname{tg}\beta_1$, $K_{ос2} = \operatorname{tg}\beta_2$ и $K_{ос3} = \operatorname{tg}\beta_3$. При $K_{ос1}$ происходит увеличение коэффициента усиления, а для $K_{ос2}$ и $K_{ос3}$ характеристика усилителя становится релейной. Для формиро-

вания релейной характеристики при линейных характеристиках усилителя и ОС необходимо выполнение следующего условия:

$$KK_{\text{ос}} \gg 1,$$

так как

$$KK_{\text{ос}2} = \operatorname{tg}\alpha \operatorname{tg}\beta_2 = \operatorname{tg}\alpha \operatorname{tg}(90^\circ - \alpha) = 1.$$

Если произвести построение характеристики усилителя с ОС при $KK_{\text{ос}} \gg 1$ путем смещения характеристики ОС на различные значения $x_{\text{вх}}$, то некоторые из получаемых точек пересечения (точка i) являются точками неустойчивого равновесия. Это обстоятельство и составляет более общее условие обеспечения релейного режима работы усилителя за счет введения положительной ОС, так как характеристики последней и усилителя без ОС могут

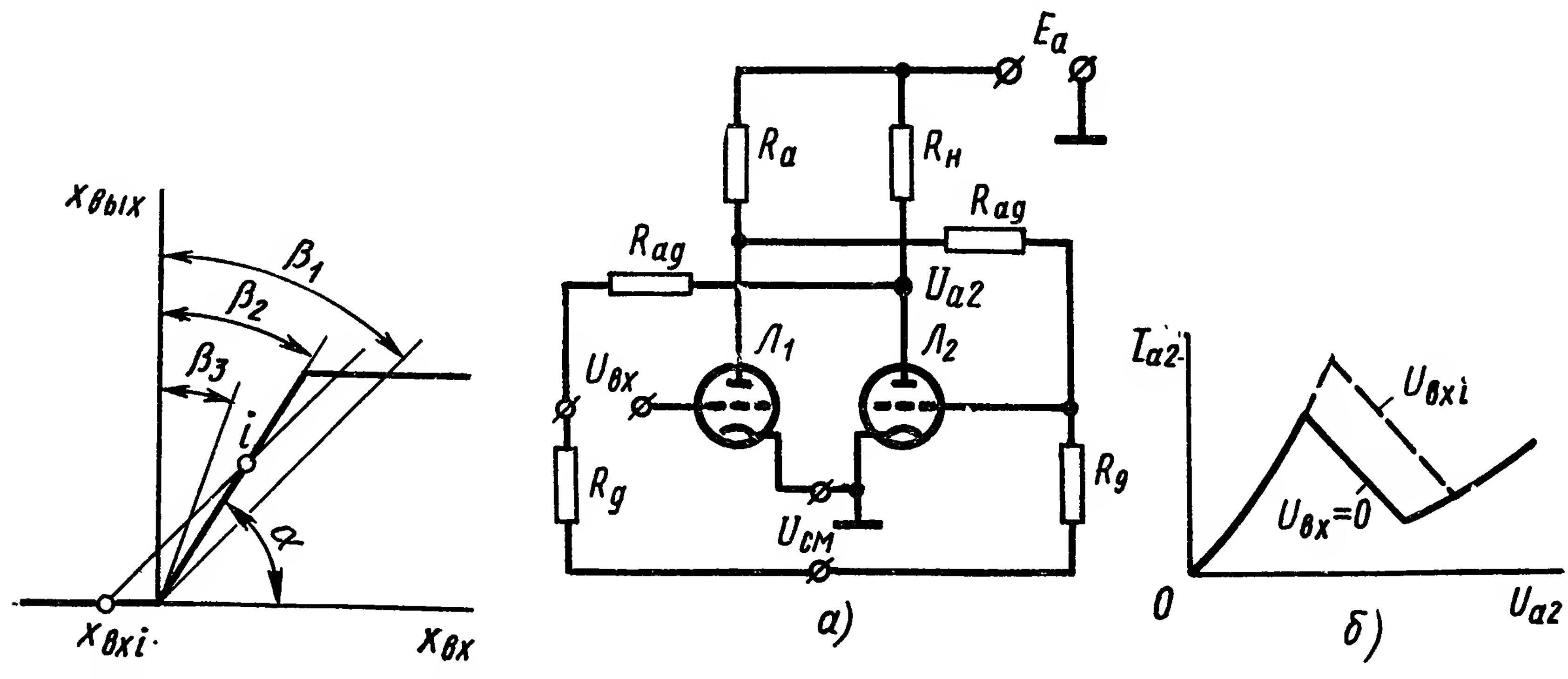


Рис. VII.4. Изменение характеристики усилителя за счет введения обратной связи

Рис. VII.5. Расчет характеристики триггера:
а — схема триггера; $U_{\text{см}}$ — напряжение смещения; *б* — характеристика цепи триггера

быть в общем случае нелинейными. Следует заметить, что иногда влияние положительной ОС целесообразно рассматривать не по отношению к характеристике усилителя без ОС, а относительно характеристик управляющего устройства. В этом случае возникновение релейного режима обусловлено получением участков с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Возможно и обратное рассмотрение — когда наличие характеристик с отрицательным дифференциальным сопротивлением объясняют действием обратной связи. Такой искусственный подход часто облегчает определение параметров релейного усилителя и в его правомерности нетрудно убедиться на примере электронного триггера (рис. VII.5, *а*), в котором введена ОС. Действительно, если рассматривать характеристику $I_{\text{а}2} = f(U_{\text{а}2})$ лампы $Л_2$ в данной схеме при отключенной нагрузке $R_{\text{н}}$, то при выполнении условия

$$\frac{\mu R_{\text{а}}}{R_i + R_{\text{а}}} \left(\frac{\mu R_g}{R_g + R_{\text{а}g}} \right)^2 > 1,$$

где μ, R_i — параметры лампы, характеристика $I_{\text{а}2} = f(U_{\text{а}2})$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ будет иметь участок с отрицательным дифференциаль-

ным сопротивлением (рис. VII.5, *б*). Поэтому дальнейшее определение характеристики триггера $I_{вых} = f(U_{вх})$ сводится к построениям, приведенным на рис. VII.3, *б*.

Задача линеаризации релейных характеристик усилителей решается с помощью так называемого метода вибрационной линеаризации. Метод вибрационной линеаризации аналогичен режиму генератора импульсов, частота которых, по крайней мере, на порядок выше частоты изменения входного сигнала ($x_{вх}$), а скважность определяется величиной $x_{вх}$. При этом для ограниченных пределов изменения $x_{вх}$ удается получить непрерывную (а иногда линейную) функцию

$$x_{вых \cdot средн} = f(x_{вх}),$$

где $x_{вых\ средн}$ — среднее значение выходной величины (постоянная составляющая), которая и используется в качестве выходного сигнала.

Поясним это на примере усилителя, имеющего трехпозиционную характеристику (см. рис. VII.1, *е*).

Пусть на вход усилителя, помимо сигнала $x_{вх}$, подается переменный сигнал $x_л$ пилообразной формы с частотой на порядок выше частоты изменения $x_{вх}$ и амплитудой $x_{лm}$, который в дальнейшем будем называть линеаризующим. Тогда на входе элемента действует суммарный сигнал $x_\Sigma = x_л + x_{вх}$, а на выходе — последовательность прямоугольных импульсов с длительностью T_1 и T_2 (рис. VII.6, *а*). Построение графика выходных импульсов осуществляется по точкам пересечения кривой x_Σ с прямыми, отстоящими от оси абсцисс на расстоянии $\pm x_{ср}$; $\pm x_{отп}$. Заметим, что при $x_{вх} = 0$: $T_1 = T_2$ и $x_{вых\ средн} = 0$, так как

$$x_{вых\ средн} = \frac{1}{T} \int_0^T x_{вых}(t)\,dt = \frac{T_1 - T_2}{T} x_m. \qquad \text{(VII.1)}$$

При наличии сигнала $x_{вхi}$: $T_1 \neq T_2$ и $T_1 - T_2 = ac - lm$. Так как из Δabc и Δlmn следует, что

$$ac = 2bd \operatorname{ctg} \alpha; \quad lm = 2np \operatorname{ctg} \alpha;$$

$$bd = x_{лm} + x_{вх} - x_{ср} \text{ и } np = x_{лm} - x_{вх} - x_{ср},$$

а также учитывая, что $T = 4x_{лm} \operatorname{ctg} \alpha$, на основании выражения (VII.1) имеем

$$x_{вых\ средн} = \frac{x_m}{x_{лm}} x_{вх} = K_1 x_{вх}, \qquad \text{(VII.2)}$$

где

$$K_1 = \frac{x_m}{x_{лm}}.$$

Таким образом, релейная характеристика преобразуется в линейную. Полученная зависимость $x_{вых \cdot средн}$ от $x_{вх}$ имеет место в диапазоне

$$0 < x_{вх} \leq x_{лm} - x_{ср}.$$

При $x_{вх} > x_{лт} - x_{ср}$ на выходе усилителя будут импульсы только одной полярности (рис. VII.6, *б*), для которых

$$x_{вых\ средн} = \frac{x_m}{2x_{лт}}\left(x_{вх} + x_{лт} - \frac{x_{ср} + x_{отп}}{2}\right) \qquad (VII.3)$$

или

$$x_{вых\ средн} = K_2 x_{вх} + A,$$

где

$$K_2 = \frac{x}{2x_{лт}}; \quad A = \frac{x_m}{2x_{лт}}\left(x_{лт} - \frac{x_{ср} + x_{отп}}{2}\right).$$

При значениях $x_{вх} > x_{лт} + x_{отп}$ нарушается процесс переключения реле, и $x_{вых\ средн} = x_{вх} = \mathrm{const}$. Поэтому в целом характеристика усилителя будет иметь вид, приведенный на рис. VII.6, *в*.

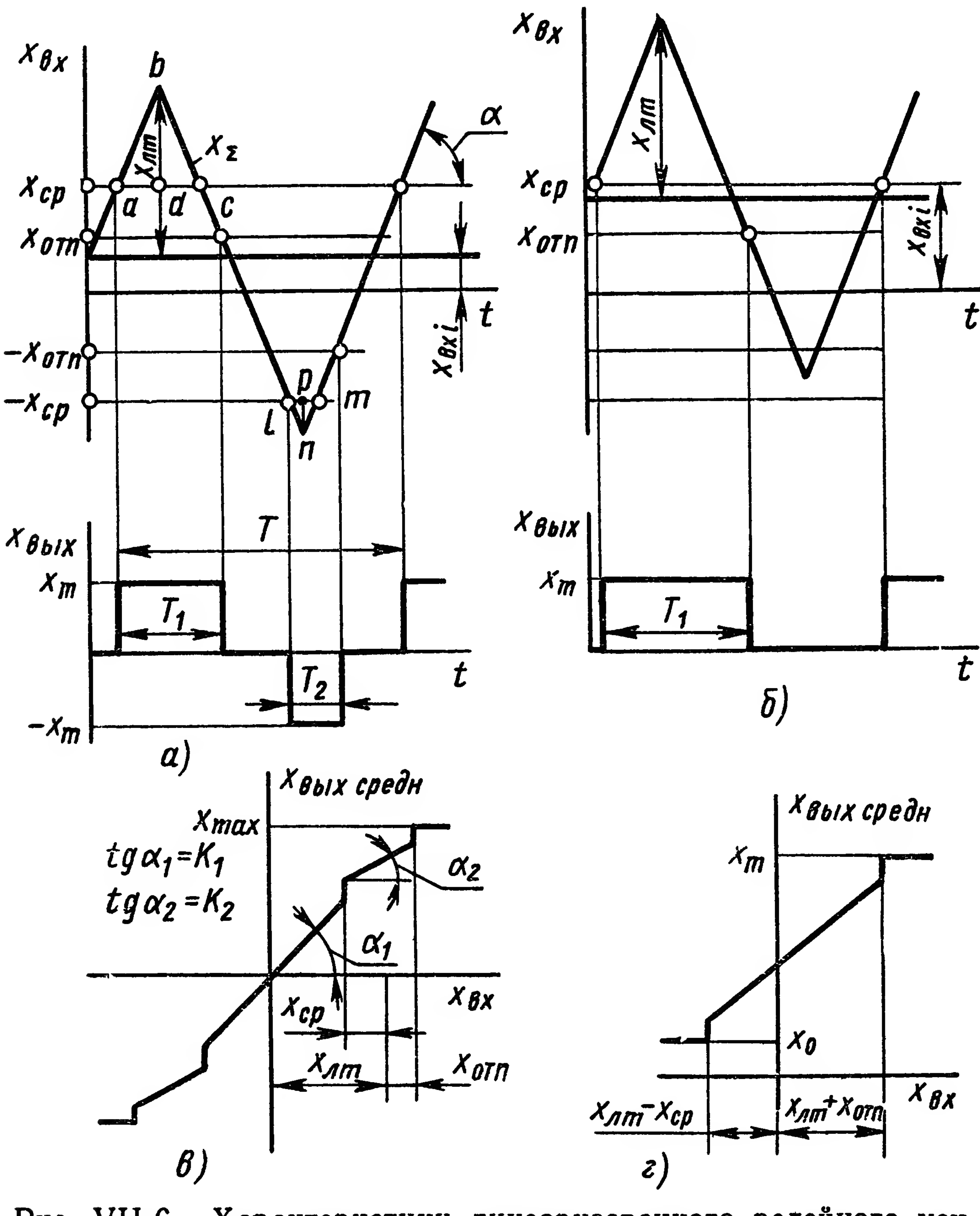


Рис. VII.6. Характеристики линеаризованного релейного усилителя:

а, *б* — характеристики усилителя с внешними колебаниями; *в* — характеристика усилителя с трехпозиционным реле; *г* — характеристика усилителя с нереверсивным реле

В случае линеаризации релейной характеристики, приведенной на рис. VII.1, *g*, характеристика линеаризованного усилителя определяется выражением (VII.2), а для нереверсивной релейной характеристики (см. рис. VII.2, *г*) характеристика линеаризованного усилителя может быть получена на основании выражения (VII.3) с учетом минимального выходного сигнала x_0, поэтому имеем

$$x_{\text{вых средн}} = x_0 + \frac{x_m - x_0}{2x_{лm}}\left(x_{\text{вх}} + x_{лm} - \frac{x_{\text{ср}} + x_{\text{отп}}}{2}\right) \qquad \text{(VII.4)}$$

или

$$x_{\text{вых средн}} = K_{з} x_{\text{вх}} + B,$$

где

$$K_{з} = \frac{x_m - x_0}{2x_{лm}}; \quad B = x_0 + \frac{x_m - x_0}{2x_{лm}}\left(x_{лm} - \frac{x_{\text{ср}} + x_{\text{отп}}}{2}\right).$$

Полученная характеристика приведена на рис. VII.6, *г*.

Рассмотренный способ вибрационной линеаризации называют способом линеаризации за счет внешних линеаризующих колебаний. При использовании других форм (непилообразных) линеаризующих колебаний характеристика $x_{\text{вых. средн}} = f(x_{\text{вх}})$ получается непрерывной, нелинейной. Так, например, если $x_л = x_{лm} \sin \omega t$, то для двухпозиционных реверсивных реле

$$x_{\text{вых средн}} = \frac{2x_{\text{вых max}}}{\pi} \arcsin \frac{x_{\text{вх}}}{x_{лm}}.$$

Другие способы осуществления вибрационной линеаризации основаны на применении источников питания с переменным напряжением или запаздывающей отрицательной ОС. В первом случае обычно в качестве управляющих устройств используют тиратроны, тиристоры, идеальные магнитные усилители и т. д., а во втором — используются контактные и бесконтактные реле.

2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

Электромагнитные реле разделяются: на постоянного и переменного тока, на нейтральные и поляризованные, на реле с угловым (поворотные) и линейным (втяжные) перемещением якоря. Втяжные реле называются контакторами.

Основными деталями электромагнитных реле являются сердечник *1*, обмотка *2*, ярмо *3*, якорь *7*, возвратная пружина *4*, контакты *6* (рис. VII.7). При отсутствии тока в обмотке реле ($I_{\text{вх}} = 0$) якорь удерживается в исходном положении возвратной пружиной *4*; ток в нагрузке отсутствует. Если при подключении обмотки реле к источнику питания с напряжением $U_{\text{вх}}$ ток $I_{\text{вх}} > I_{\text{ср}}$, то тяговое усилие становится больше сил, препятствующих движению якоря, и последний притягивается к сердечнику. Движение через штифт *5* передается подвижному контакту, и контакты *6* замыкаются. Если ток $I_{\text{вх}}$ уменьшать, то размыкание контактов произойдет при другом значе-

нии тока $I_{отп}$ (ток отпускания реле). Поэтому статическая характеристика такого релейного усилителя будет соответствовать характеристике, показанной на рис. VII.1, *г*, у которой $x_0 = 0$.

Параметры статической характеристики $I_{ср}$, $I_{отп}$ и $K_в = \frac{I_{отп}}{I_{ср}}$ ($K_в$ — коэффициент возврата) определяются видом тяговой и механической характеристик реле (рис. VII.2, *б*). Для электромагнитного реле тяговой характеристикой называют зависимость тяговых усилий от величины зазора между якорем и сердечником δ при $I_{вх} = \text{const}$ — $F_т = f(\delta)$ в интервале $\delta_0 \leqslant \delta \leqslant \delta_{max}$, где δ_{max} — максимально возможный зазор между якорем и сердечником, а δ_0 — остаточный зазор, создаваемый штифтом отлипания *8* (рис. VII.7). Штифт отлипания выполняют из немагнитного материала; он предназначен для уменьшения тягового усилия, когда якорь притянут к сердечнику.

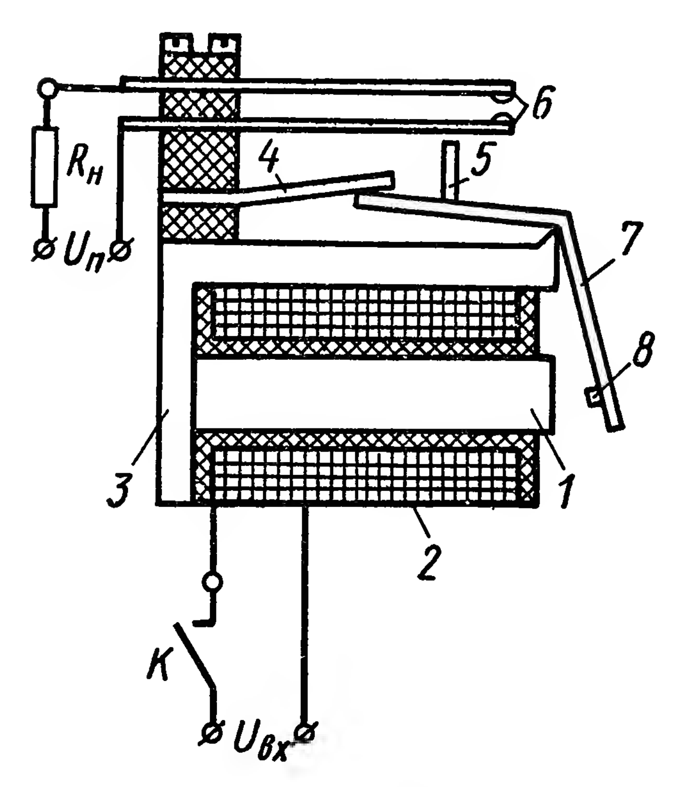


Рис. VII.7. Электромагнитное нейтральное реле: $U_п$ — напряжение питания

В общем случае тяговое усилие определяется следующим выражением:

$$F_т = -\frac{(Iw)^2_{вз}}{2} \cdot \frac{dG_{вз}}{d\delta}, \qquad \text{(VII.5)}$$

где $(Iw)_{вз}$ — часть намагничивающей силы обмотки, затрачиваемая на создание магнитного потока в воздушном зазоре;

$G_{вз}$ — магнитная проводимость воздушного зазора.

Поэтому для расчета тяговых характеристик необходимо знать зависимость $\left[\frac{dG_{вз}}{d\delta} = f\delta\right]$, которая определяется конструкцией магнитопровода реле, и величину $Iw_{вз}$, которую определяют на основании расчета магнитной цепи.

Для случая, когда магнитопровод ненасыщен (магнитное сопротивление его невелико), если не учитывать потоки рассеяния и при этом иметь в виду нормальное и равномерное распределение магнитного поля к поверхности якоря при параллельности плоскостей якоря и сердечника, можно считать, что

$$Iw \approx (Iw)_{вз} \text{ и } \frac{dG_{вз}}{d\delta} \approx \frac{\mu_0 S}{\delta^2},$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха, $4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м;

S — площадь сечения торца сердечника, м^2.

Тогда согласно выражению (VII.5) будем иметь

$$F_т = \frac{(Iw)^2}{2} \cdot \frac{\mu_0 S}{\delta^2}. \qquad \text{(VII.6)}$$

Выражение (VII.6) позволяет определять тяговые характеристики в первом приближении, так как почти во всех электромагнитных реле имеет место насыщение магнитопровода. Для поворотных реле его можно использовать лишь при небольших угловых перемещениях якоря.

Механической характеристикой реле называют зависимость приведенной результирующей силы $F_м$ всех сил, препятствующих движению якоря к сердечнику, от величины δ $[F_м = f(\delta)]$. Поэтому $F_м = f(\delta)$ определяется характеристиками возвратной и контактной пружин. При проектировании реле стремятся, чтобы тяговая и механическая характеристики по своей форме приближались друг к другу для предотвращения сильных ударов якоря о сердечник или упор.

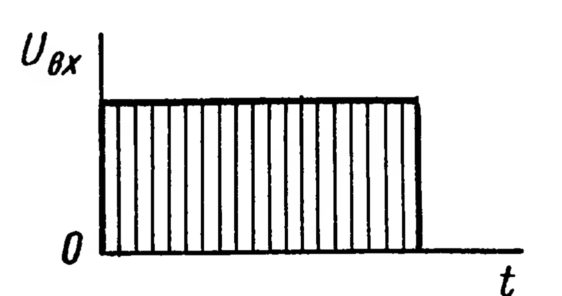
Для надежного срабатывания электромагнитного реле величина установившегося тока в обмотке $I_у > I_{ср}$ или

$$K_з = \frac{I_у}{I_{ср}} > 1$$

($K_з$ — коэффициент запаса).

Выходной ток $I_{вых}$, определяемый напряжением питания и сопротивлением нагрузки, по своей величине не должен превышать допустимого тока через контакты.

Если в электромагнитном реле используются нормально замкнутые контакты, то характеристика релейного усилителя будет иметь вид, показанный на рис. VII.1, *в* (при этом $x_0 = 0$).



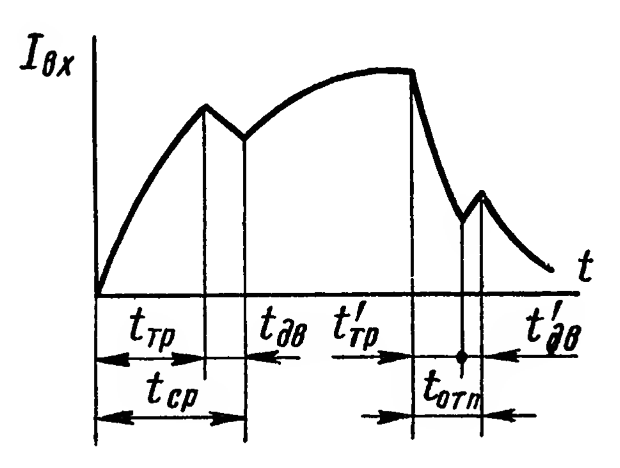


Рис. VII.8. Временные характеристики электромагнитного реле

Помимо рассмотренных статических параметров реле, часто при выборе электромагнитного реле необходимо знать такие его динамические параметры, как время срабатывания $t_{ср}$ и время отпускания $t_{отп}$. На рис. VII.8 показан характер изменения $i_{вх}$ при скачкообразном изменении $U_{вх}$. Как следует из графика, $i_{вх}$ меняется не плавно. Это объясняется тем, что на участке $t_{дв}$ (время движения якоря) изменяется зазор δ и, следовательно, индуктивность обмотки. Поэтому

$$t_{ср} = t_{тр} + t_{дв}, \quad t_{отп} = t'_{тр} + t'_{дв},$$

где $t_{тр}$ и $t'_{тр}$ — время трогания якоря соответственно, при срабатывании и отпускании реле.

Если до начала движения якоря считать индуктивность обмотки реле постоянная величина ($L = \text{const}$, $L' = \text{const}$), то

$$t_{тр} = \tau \ln \frac{K_з}{K_з - 1} \quad \text{и} \quad t'_{тр} = \frac{\tau \ln K_з}{K_в}, \qquad \text{(VII.7)}$$

где $\tau = \frac{L}{R}$, $\tau' = \frac{L'}{R + \rho}$;

R — активное сопротивление обмотки;

L — индуктивность обмотки при $\delta = \delta_м$;

L' — индуктивность обмотки при $\delta = \delta_0$;

ρ — сопротивление искры.

Приведенные выражения часто используют для приближенной оценки значений $t_{ср}$ и $t_{отп}$, так как в большинстве случаев $t_{дв} \ll t_{тр}$ и $t'_{дв} \ll t'_{тр}$. Из выражений (VII.7) следует, что $t_{ср}$ и $t_{отп}$ зависят от $K_з$ и τ, поэтому, изменяя величины $K_з$ и τ, можно изменять значения $\tau_{ср}$ и $t_{отп}$. Это используется в различных схемных способах изменения временных параметров реле.

При необходимости определения динамических характеристик с учетом движения якоря решают следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &U_{вх} = i_{вх} + L\frac{di_{вх}}{dt} + i_{вх}\frac{dL}{d\delta}\cdot\frac{d\delta}{dt};\ F_т = f_1(i_{вх},\ \delta);\ F_м = f_2(\delta);\\ &F_т - F_м = m\frac{d^2\delta}{dt^2} + q\frac{d\delta}{dt} + q_с \operatorname{sign}\left(\frac{d\delta}{dt}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (VII.8)$$

где

m — приведенная к месту отсчета перемещения масса подвижных частей;

q — коэффициент вязкого трения;

$q_с$ — коэффициент сухого трения.

Так как для совместного решения этих уравнений требуется применение методов численного интегрирования или вычислительной техники, то на практике часто пользуются приближенными уравнениями. Например, для определения $t_{тр}$ используют выражения (VII.7), а для определения $t_{дв}$ предполагают, что во время движения якоря ток в обмотке постоянен и, если пренебречь силами трения, то система уравнений (VII.8) принимает вид

$$\left.\begin{aligned} &I_{вх} = \text{const};\ F_т = f_1(\delta);\\ &F_м = f_2(\delta);\ F_т - F_м = m\frac{d^2x}{dt^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (VII.9)$$

Из рассмотрения динамических характеристик следует, что для более точного анализа систем автоматического регулирования электромагнитные реле должны характеризоваться не просто звеном с постоянным запаздыванием $W(s) = e^{-st_0}$, а последовательно соединенными апериодическим звеном (с входным сигналом $U_{вх}$ и выходным — $I_{вых}$) и звеном с постоянным временным запаздыванием с $t_0 = t_{дв}$. Такое замещение особенно целесообразно для поляризованных двухпозиционных реле. У реле же нейтральных постоянные времени τ и τ' могут значительно отличаться друг от друга.

Поляризованные реле в отличие от нейтральных реле реагируют на полярность входного напряжения. Это достигается применением двух независимых потоков: рабочего, создаваемого обмоткой, на которую подается $U_{вх}$, и поляризующего, создаваемого постоянными магнитами (рис. VII.9, *а*) или специальной обмоткой.

Если в среднем положении якорь 4 не удерживается специальной пружиной, то реле имеет двухпозиционную характеристику (см. рис. VII.1, д), а если среднее положение является устойчивым при $I_{вх} = 0$, то характеристика будет трехпозиционной (см. рис. VII.1, е).

Параметры статической характеристики поляризованного реле ($I_{ср}$, $I_{отп}$) могут изменяться за счет смещения неподвижных контактов 6 относительно нейтральной линии. Этот процесс называется настройкой поляризованного реле. Заметим, что при настройке поляризованных реле одновременно с изменением $I_{ср}$ и $I_{отп}$ будет меняться и величина контактного усилия (при сближении контактов

Рис. VII.9. Релейный усилитель:

а — поляризованное реле; 1 — магнитопровод; 2 — обмотка; 3 — магнит; 4 — якорь; 5 — подвижный контакт; 6 — неподвижный контакт; б — схема усилителя

6 величина контактного усилия падает), что вносит определенные ограничения на минимальные значения $I_{ср}$.

Поляризованные реле благодаря возможности реагировать на полярность входного сигнала, высокой чувствительности (мощность срабатывания порядка милливатт) и сравнительно небольшого времени срабатывания ($t_{ср} = 0{,}001 \div 0{,}015$ с), нашли широкое применение в системах автоматического регулирования. Например, в качестве первого каскада усилителя для получения реверсивной статической характеристики. Во втором и последующих каскадах усилителя могут быть использованы нейтральные реле (рис. VII.9, б).

Помимо рассмотренных реле в последнее время получили распространение реле с так называемыми магнитоуправляемыми контактами (МУК). В литературе они встречаются также и под такими названиями: безъякорные реле, герконы — герметизированные магнитоуправляемые контакты, контактроны (см. табл. VII.1 и табл. VII.2).

МУК представляют собой стеклянный баллон 1, внутри которого имеются контакты 2 (рис. VII. 10). С наружной стороны он охватывается обмоткой 3. Так как контактные пружины изготовляют из ферромагнитных материалов, то при протекании по обмотке тока создается магнитный поток Ф. Концы контактных пружин намагничиваются разноименно. При определенной величине тока контакты притягиваются и происходит их замыкание.

Таблица VII.1

Характеристики реле с магнитоуправляемыми контактами типа МК

Технические характеристики	Типы замыкающих МУК		Типы переключающих МУК	
	МК50-3	МК10-3	МК35-П	МК15-П
Максимальная коммутируемая мощность, Вт	15	1	12	4
Коммутируемый ток, А	1	0,05	0,5	0,1
Коммутируемое напряжение, В (постоянное)	150	30	120	30
Магнитодвижущая сила (м. д. с.), А:				
срабатывания	90	40	80	40
отпускания	50	30	30—60% от м. д. с. срабатывания	
Время срабатывания (отпускания), мс	1,5/0,5	0,5/0,025	2/0,2	1,0/0,1
Масса, кг	2,5	0,2	2	0,3
Габаритные размеры, мм	⌀ 6×50	⌀ 3×12	⌀ 5×35	⌀ 3×15

Благодаря своей конструкции безъякорные реле работают при достаточно высоких напряжениях (сотни вольт) и токах (сотни миллиампер) и допускают большое число включений (более чем 10^8). Они, как и поляризованные реле, отличаются быстродействием ($t_{ср} < 1$ мс) и поэтому могут работать на частотах порядка 1 кГц и выше.

По аналогии с контактами электромагнитных реле магнитоуправляемые контакты могут быть нормально разомкнутыми (рис. VII.11, *а*), нор-

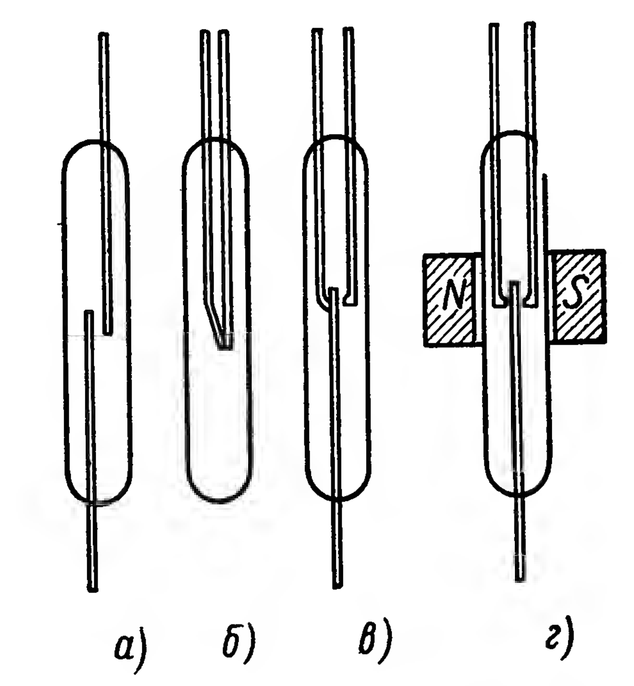


Рис. VII.11. Виды магнитоуправляемых контактов:

а — нормально разомкнутые; *б* — нормально замкнутые; *в* — переключающие; *г* — поляризованные

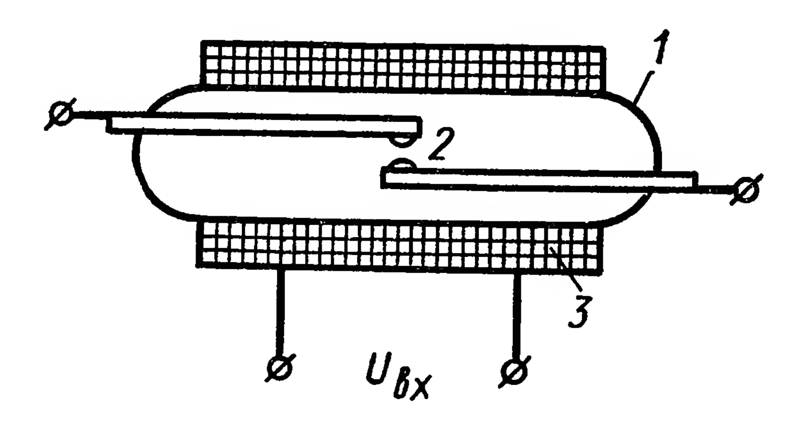


Рис. VII.10. Реле с МУК

мально замкнутыми (рис. VII.11, *б*), переключающими (рис. VII.11, *в*), а при наличии в МУК дополнительного поляризующего потока (при применении постоянного магнита или специальной обмотки) — поляризованными МУК (рис. VII.11, *г*).

Помимо показанных конструкций МУК с гибкими подвижными электродами, существуют также МУК с жесткими подвижными электродами.

Характеристики герконов типа КЭМ

Таблица VII.2

	Наименование параметров	Герконы										
		КЭМ-1А	КЭМ-1Б	КЭМ-6	КЭМ-2А	КЭМ-2Б	КЭМ-2В	МКВ-1	КЭМ-3О	КЭМ-3А	КЭМ-3Б	КЭМ-3В
Параметры герконов	Магнитодвижущая сила срабатывания, А	55÷85	75÷110	40÷50	23÷32	30÷42	40÷64	70÷110	35÷55	50÷70	65÷80	75÷95
	Магнитодвижущая сила отпускания, А	25	30	15÷35	10	12	15	—	15	20	25	30
	Переходное сопротивление, Ом	0,08	0,08	0,1	0,15	0,15	0,15	0,2	0,15	0,15	0,15	0,15
	Коэффициент возврата	—	—	—	0,9	0,9	0,9	0,8	0,9	0,9	0,9	0,9
	Время срабатывания (включая время дребезга), мс	3	3	2	1	1	1	1	1,5	1,5	1,5	1,5
	Время отпускания, мс	0,8	0,8	0,5	0,3	0,3	0,3	0,3	2	2	2	2
	Пробивное напряжение при нормальных условиях, В	500	500	500	250	250	250	150	150	200	250	250
	Коммутируемая мощность, Вт	15	15	12	7,5	7,5	7,5	6	7,5	7,5	7,5	7,5
	Коммутируемый ток, А	0,5	0,5	0,2	0,25	0,27	0,25	0,2	0,25	0,25	0,25	0,25
	Коммутируемое напряжение, В:											
	постоянное	220	220	60	180	180	180	30	140	180	180	180
	переменное	150	150	24	130	130	130	30	100	130	130	130
	Максимальная частота коммутации, Гц	100	100	100	100	100	100	300	100	100	100	100
	Масса геркона,	3	3	1,5	0,4	0,4	0,4	2	0,7	0,7	0,7	0,7
Параметры катушек управления	Ампервитки, А	170	220	100	60	80	120	220	110	140	160	190
	Длина обмотки катушки управления, мм	43	43	36	19	19	19	18	17	17	17	17
	Внутренний диаметр катушки управления, мм	5,5	5,5	4,3	3	3	3	5	4	4	4	4
	Диаметр провода, мм	0,11	0,11	0,1	0,06	0,06	0,06	0,1	0,09	0,09	0,09	0,09
	Количество витков	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500	500
	Сопротивление катушки, Ом	335	335	290	625	625	625	380	455	455	455	455

Основные параметры МУК (значения намагничивающей силы н. с., соответствующих параметрам срабатывания и отпускания, быстродействие, длительность и интенсивность дребезга и др.) зависят от конструкции МУК, геометрических размеров и взаимного расположения электрода и физических свойств материала контактов.

Определение тяговых усилий в реле с МУК связано с известными трудностями, которые обусловлены изменением потока Ф за счет перераспределения потоков рассеяния в процессе сближения электродов. Поэтому практически приходится использовать экспериментально полученные соотношения [6].

Требуемый набор контактных групп в реле с МУК осуществляется объединением нескольких МУК с одной (или несколькими) обмоткой управления. Реле с МУК, в которых используются ферромагнетики с прямоугольной петлей гистерезиса, называют ферридами.

Конструкции большинства существующих МУК не допускают изменений их основных параметров. Поскольку магнитные свойства материала электродов МУК достаточно резко изменяются при деформациях, то нежелательно прибегать к изменению взаимного расположения электродов в готовом изделии.

Кроме управления работой МУК с помощью продольного магнитного поля, может быть использовано поперечное магнитное поле. Управление также может быть комбинированным, размещая несколько обмоток управления на баллоне или одновременно на баллоне и на выводах контактов.

Определенный интерес представляют конструкции МУК с проводящими ферромагнитными жидкостями, у которых электрический контакт осуществляется между каплей ртути, содержащей свободно плавающие амальгамированные ферромагнитные частицы, и неподвижным ферромагнитным электродом. В целях повышения величины коммутируемой мощности и долговечности безъякорные реле выполняют с цилиндрическими ртутнокапиллярными контактами.

В заключение следует подчеркнуть, что использование безъякорного реле вместо электромагнитного реле позволяет снизить вес и габаритные размеры электромеханических усилителей, а также повысить их быстродействие и величины преобразуемых напряжений. По своей надежности усилители с МУК уступают бесконтактным усилителям. Однако их широко применяют в автоматике, так как такие усилители не имеют гальванической связи между входными и выходными цепями.

3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЛИНЕАРИЗОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ РЕЛЕ

В схеме релейного усилителя с поляризованным реле (рис. VII.12, *а*) имеется линеаризующая обмотка, на которую подается вспомогательное напряжение переменного тока $U_л$ с неизменной амплитудой $Iw_{лm}$ и частотой $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2}$. Частота линеаризующего напря-

жения должна быть такой, чтобы длительность полупериода была бы существенно больше (в 5—10 раз) времени срабатывания реле. Для четкого воспроизведения сигнала требуется, чтобы частота линеаризующего напряжения была бы также больше максимальной частоты входного напряжения. Поэтому длительность полупериода максимальной частоты, пропускаемой усилителем должна быть минимум в 15 раз больше времени срабатывания реле, т. е. к быстродействию реле предъявляются более высокие требования, чем при использовании их непосредственно в качестве релейного усилителя.

Если входной сигнал равен нулю и управляющий магнитный поток в поляризованном реле создается только линеаризующей обмоткой, то реле переключает свои контакты в каждый полупериод

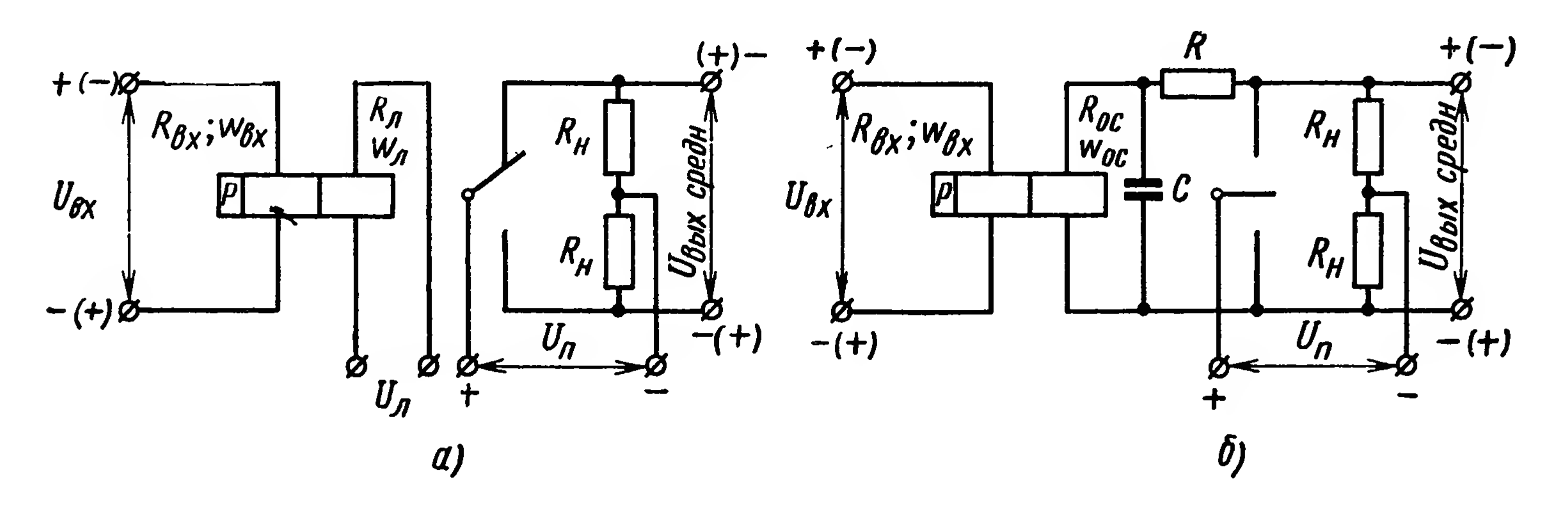


Рис. VII.12. Схемы линеаризованных релейных усилителей:

а — с двухпозиционным поляризованным реле и внешними колебаниями; *б* — с трехпозиционным поляризованным реле и обратной связью

линеаризующего напряжения, причем длительность замыкания верхнего и нижнего контактов будет одинаковой. Нагрузка $R_н$, которая получает питание от вспомогательного источника постоянного тока $U_п$, включена так, что при замыкании верхнего контакта на выходе появляется импульс одного (условно-положительного) знака, а при замыкании нижнего контакта — другого (условно-отрицательного) знака. Амплитуды и длительности этих импульсов одинаковы, а следовательно, постоянная составляющая выходного напряжения равна нулю.

При появлении входного сигнала $U_{вх}$, который можно рассматривать как постоянный сигнал ввиду медленного изменения его величины, намагничивающая сила входной обмотки в один из полупериодов линеаризующего напряжения складывается с намагничивающей силой линеаризующей обмотки, а в другой полупериод — вычитается. Это приводит к тому, что длительность замыкания контактов, а следовательно, и длительность импульсов (T_1 и T_2) становится неодинаковой. В результате в выходном напряжении появляется постоянная составляющая $U_{вых\ средн}$, знак которой определяется знаком входного напряжения $U_{вх}$, а величина будет плавно меняться при изменении входного напряжения. При пилообразной форме линеаризующих колебаний, учитывая соотношение (VII.2),

для усилителя, выполненного с двухпозиционным поляризованным реле, будем иметь

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{U_{\text{п}}}{Iw_{\text{лт}}} Iw_{\text{вх}} = KIw_{\text{вх}},$$

где

$$K = \frac{U_{\text{п}}}{Iw_{\text{лт}}},$$

или

$$U_{\text{вых средн}} = K_1 U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{л}} \frac{w_{\text{л}}}{R_{\text{л}}} \cdot \frac{R_{\text{вх}}}{w_{\text{вх}}}} U_{\text{вх}},$$

где

$$Iw_{\text{лт}} = \frac{U_{\text{л}}}{R_{\text{л}}} w_{\text{л}}; \quad Iw_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} w_{\text{вх}};$$

$R_{\text{л}}$, $R_{\text{вх}}$, $w_{\text{л}}$, $w_{\text{вх}}$ — соответственно сопротивление и число витков линеаризующей и входной обмотки поляризованного реле.

Условие сохранения линейности статической характеристики определяются следующим соотношением:

$$Iw_{\text{вх}} \leqslant Iw_{\text{лт}} - Iw_{\text{ср}}.$$

В противном случае н. с. входной обмотки будет столь велика, что изменения знака линеаризующего магнитного потока уже не будут сопровождаться переключениями контактов и реле «залипнет» в положении, определяемом знаком входного напряжения. Другими словами, усилитель начнет работать в релейном режиме. При использовании в релейном усилителе трехпозиционного поляризованного реле для статической характеристики линеаризованного релейного усилителя будем иметь:

а) при $0 \leqslant Iw_{\text{вх}} \leqslant Iw_{\text{лт}} - Iw_{\text{ср}}$ с учетом соотношения (VII.2)

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{U_{\text{п}}}{Iw_{\text{лт}}} Iw_{\text{вх}};$$

б) при $Iw_{\text{лт}} - Iw_{\text{ср}} \leqslant Iw_{\text{вх}} \leqslant Iw_{\text{лт}} + Iw_{\text{отп}}$ с учетом соотношения (VII.3)

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{U_{\text{п}}}{2Iw_{\text{лт}}} \left[Iw_{\text{вх}} + \left(Iw_{\text{лт}} - \frac{Iw_{\text{ср}} + Iw_{\text{отп}}}{2} \right) \right].$$

Аналогично можно записать полагая $x_0 = 0$ и учитывая выражение (VII.4), уравнение статической характеристики линеаризованного релейного усилителя с нейтральным электромагнитным реле:

$$U_{\text{вых средн}} = \frac{U_{\text{п}}}{2Iw_{\text{лт}}} \left[Iw_{\text{вх}} + \left(Iw_{\text{лт}} - \frac{Iw_{\text{ср}} + Iw_{\text{отп}}}{2} \right) \right].$$

Линеаризация за счет запаздывающей обратной связи может быть осуществлена по схеме, приведенной на рис. VII.12, *б*. Здесь роль линеаризующей обмотки выполняет обмотка обратной связи. При использовании двухпозиционного поляризованного реле на

обмотку обратной связи подается напряжение такой полярности, при которой реле срабатывает и переключает свои контакты. Но при этом происходит изменение полярности напряжения на обмотке и реле опять срабатывает, возвращаясь в исходное положение, и т. д. Если входной сигнал отсутствует, то реле периодически переключает свои контакты с частотой, зависящей от времени срабатывания реле, причем длительность замыкания верхнего и нижнего контактов будет одинаковой, а постоянная составляющая выходного напряжения $U_{выхсредн} = 0$. В данном случае роль линеаризующих колебаний выполняют автоколебания, которые появляются в результате введения отрицательной обратной связи. Для повышения устойчивости автоколебаний за счет снижения их частоты в схему вводится конденсатор, замедляющий процесс изменения тока в обмотке обратной связи при чередовании импульсов. Одновременно конденсатор улучшает искрогашение на контактах.

Моменты срабатывания реле определяются значениями суммарной н. с., которая при отсутствии входного сигнала создается только обмоткой обратной связи $w_{о\,с}$, а при наличии сигнала на входе является алгебраической суммой н. с., создаваемой входной обмоткой $w_{вх}$ и обмоткой обратной связи $w_{ос}$. В моменты, когда суммарная н. с. достигает значения н. с. срабатывания, происходит переключение контактов реле. При получении зависимости $U_{вых\,сердн} = f\,(U_{вх})$ не будем учитывать время движения якоря и влияние индуктивностей обмоток реле.

Обмотка обратной связи с сопротивлением $R_{ос}$ всякий раз оказывается подключенной к источнику $U_п$ через сопротивления $R + R_н$. Поэтому установившееся значение тока в обмотке ОС

$$I_{ос} = \frac{U_п}{R_н + R + R_{ос}}.$$

Это значение при работе линеаризованного усилителя (т. е. при ограниченных по модулю сигналах) никогда не достигается, так как происходит переключение реле, сопровождающееся изменением полярности подаваемого на обмотку реле напряжения. Постоянная времени цепи обмотки обратной связи (см. рис. VII.12, *б*)

$$\tau = \frac{(R + R_н)\,R_{ос}}{R + R_н + R_{ос}} C.$$

При отсутствии входного сигнала (рис. VII.13, *а*) магнитный поток и соответствующая ему н. с. обмотки обратной связи в промежутках между переключениями изменяются по экспоненте с асимптотой $Iw_{ос\,у}$. При достижении значений $iw = \pm Iw_{ср}$ происходит переключение реле, при этом $T_1 = T_2$ (рис. VII.13, *а*) и $U_{вых\,средн} = 0$.

При наличии входного сигнала с учетом принятых допущений изменения магнитного потока (или iw) могут быть охарактеризованы изменениями суммы мгновенных значений н. с. обмотки обратной связи ($iw_{ос}$) и входной обмотки ($Iw_{вх} = \mathrm{const}$).

В момент времени a' (рис. VII.13, *б*) суммарная н. с. достигает величины $Iw_{\text{ср}}$, что сопровождается изменением полярности напряжения, подведенного к цепи ОС. Начинается процесс уменьшения суммарной н. с., затем ее знак изменяется на обратный и процесс стремится к установившемуся значению — $(Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{вх}})$. Но в момент времени, соответствующий точке b', когда суммарная н. с. становится равной — $Iw_{\text{ср}}$, происходит обратное переключение контактов.

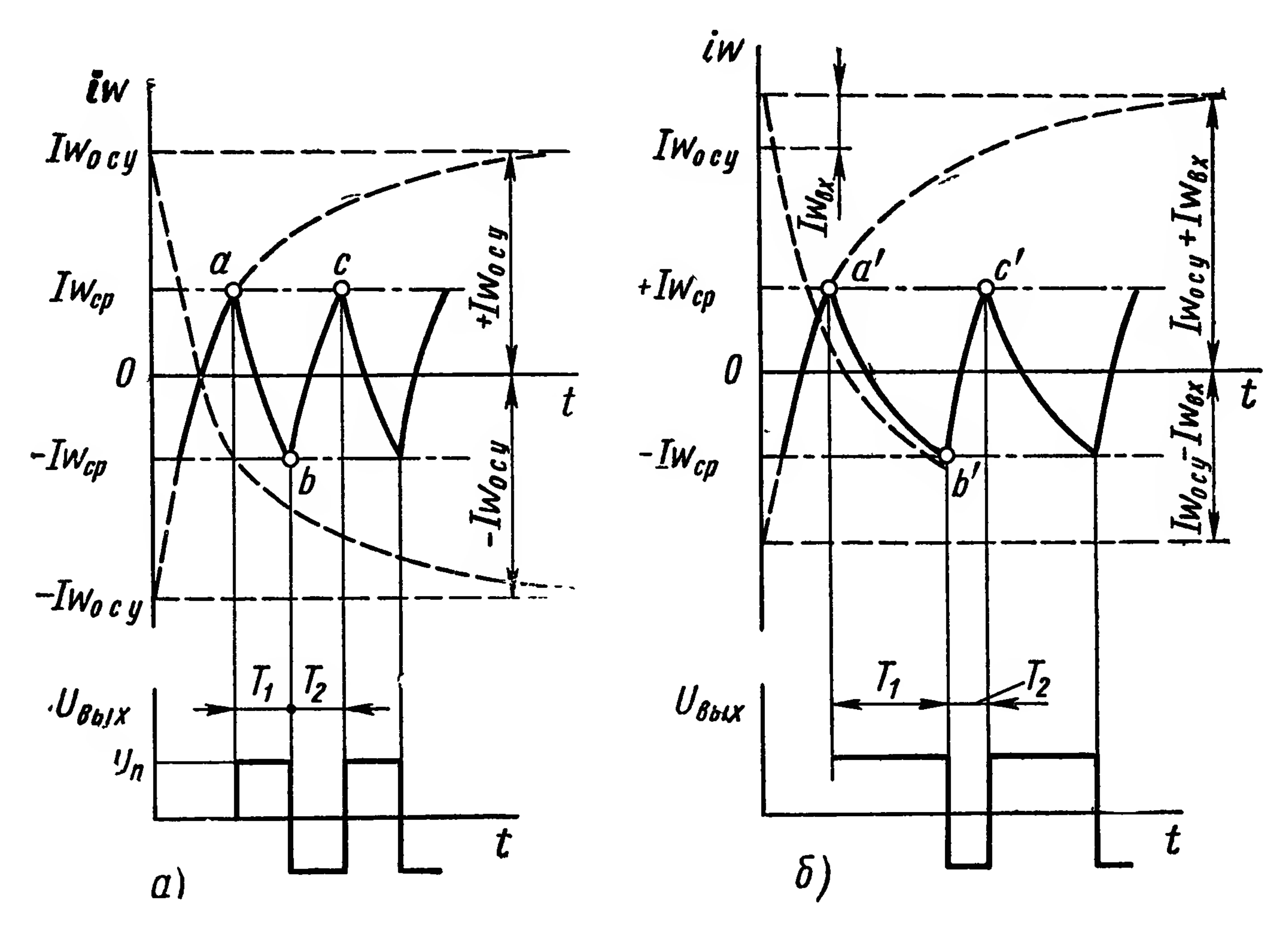


Рис. VII.13. Кривые изменения iw:

а — при $Iw_{\text{вх}} = 0$; *б* — при $Iw_{\text{вх}} \neq 0$

Длительность промежутка времени между моментами, соответствующими точкам a' и b', равна длительности положительного выходного импульса T_1. Для определения последнего запишем

$$-Iw_{\text{ср}} = Iw_{\text{ср}} e^{-T_1/\tau} - (I_{\text{осу}} - Iw_{\text{вх}}) \cdot (1 - e^{-T_1/\tau}).$$

Здесь первый член правой части характеризует процесс убывания начальной составляющей н. с., а второй член — нарастание составляющей, возникающей под влиянием постоянного внешнего воздействия.

Аналогично для определения T_2 имеем

$$Iw_{\text{ср}} = -Iw_{\text{ср}} e^{-T_2/\tau} + (Iw_{\text{осу}} + Iw_{\text{вх}})(1 - e^{-T_1/\tau});$$

откуда найдем

$$T_1 = \tau \ln \frac{Iw_{\text{осу}} + Iw_{\text{ср}} - Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{ср}} - Iw_{\text{вх}}}; \qquad \text{(VII.10)}$$

$$T_2 = \tau \ln \frac{Iw_{\text{осу}} + Iw_{\text{ср}} + Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{ср}} + Iw_{\text{вх}}}. \qquad \text{(VII.11)}$$

В соответствии с выражением (VII.1) запишем

$$U_{\text{вых средн}} = U_{\text{п}} \frac{\ln\frac{Iw_{\text{осу}}+Iw_{\text{ср}}-Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}}-Iw_{\text{ср}}-Iw_{\text{вх}}} - \ln\frac{Iw_{\text{осу}}+Iw_{\text{ср}}+Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}}-Iw_{\text{ср}}+Iw_{\text{вх}}}}{\ln\frac{Iw_{\text{осу}}+Iw_{\text{ср}}-Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}}-Iw_{\text{ср}}-Iw_{\text{вх}}} + \ln\frac{Iw_{\text{осу}}+Iw_{\text{ср}}+Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}}-Iw_{\text{ср}}+Iw_{\text{вх}}}}. \quad \text{(VII.12)}$$

При этом период линеаризующих колебаний изменяется в зависимости от интенсивности входного сигнала

$$T = T_1 + T_2 = \tau\left(\ln\frac{Iw_{\text{осу}}+Iw_{\text{ср}}-Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}}-Iw_{\text{ср}}-Iw_{\text{вх}}} + \ln\frac{Iw_{\text{осу}}+Iw_{\text{ср}}+Iw_{\text{вх}}}{Iw_{\text{осу}}-Iw_{\text{ср}}+Iw_{\text{вх}}}\right). \quad \text{(VII.13)}$$

Статическая характеристика сохраняет плавный характер изменения вплоть до такой величины входного сигнала, при котором стоящие под знаком логарифма величины становятся отрицательными, т. е. до

$$Iw_{\text{вх max}} = Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{ср}}.$$

По мере уменьшения значения $Iw_{\text{ср}}$ статическая характеристика стремится к линейной. Семейство статических характеристик в относительных единицах $\frac{U_{\text{вых средн}}}{U_{\text{п}}} = f\left(\frac{Iw_{\text{вх}}}{Iw_{лт}}\right)$ для рассматриваемого случая приведено на рис. VII.14.

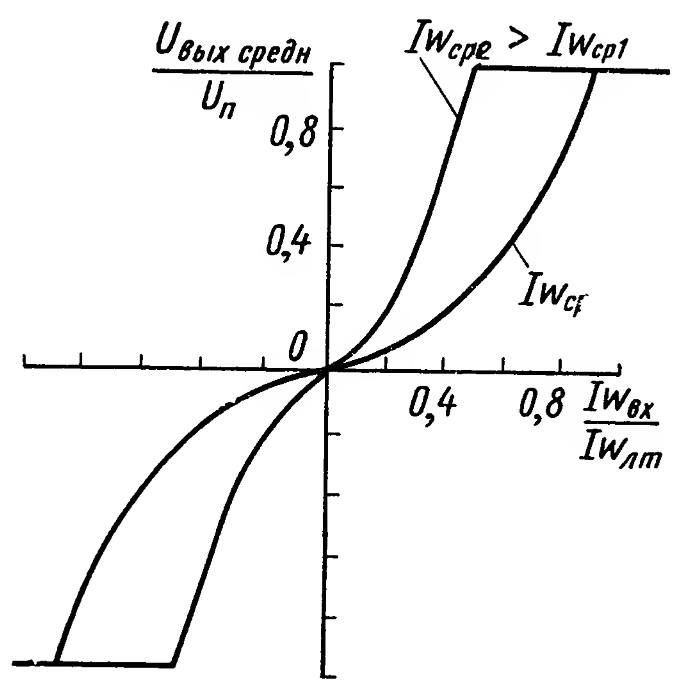


Рис. VII.14. Характеристика линеаризованного релейного усилителя с двухпозиционным реле и обратной связью

При линеаризации за счет ОС релейного усилителя с трехпозиционным поляризованным реле имеет место ряд особенностей. Во-первых, при отсутствии входного сигнала якорь реле находится в нейтральном положении, контакты реле разомкнуты и колебания на выходе усилителя отсутствуют. Поэтому статическая характеристика линеаризованного релейного усилителя будет иметь зону нечувствительности $\pm\, Iw_{\text{ср}}$. Во-вторых, при наличии входного сигнала якорь будет совершать колебания относительно одного из неподвижных контактов. При этом на выходе будет иметь место последовательность однополярных импульсов. Наличие импульса на выходе соответствует моментам времени, когда контакты реле замкнуты и происходит заряд конденсатора; при достижении суммарной н. с. величины $Iw_{\text{отп}}$ якорь возвращается в нейтральное положение, контакты размыкаются, конденсатор отключается от источника питания цепи нагрузки $U_{\text{п}}$ и начинает разряжаться; при этом выходное напряжение отсутствует; суммарная н. с. возрастает и при достижении последней величины $Iw_{\text{ср}}$ происходит замыкание и т. д.

Выходные импульсы противоположной полярности будут иметь место при изменении полярности входного сигнала, когда якорь

будет совершать колебания относительно другого неподвижного контакта.

Рассуждая аналогично, можно получить соответствующее выражение для $U_{\text{вых средн}}$:

$$U_{\text{вых средн}} = U_{\text{п}} \cdot \frac{\ln \dfrac{Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{вх}} + Iw_{\text{ср}}}{Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{вх}} + K_{\text{в}} Iw_{\text{ср}}}}{\ln \dfrac{(Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{вх}} + Iw_{\text{ср}})(Iw_{\text{вх}} - K_{\text{в}} Iw_{\text{ср}})}{(Iw_{\text{осу}} - Iw_{\text{вх}} + K_{\text{в}} Iw_{\text{ср}})(Iw_{\text{вх}} - Iw_{\text{ср}})}}, \quad \text{(VII.14)}$$

где $K_{\text{в}} = \dfrac{Iw_{\text{отп}}}{Iw_{\text{ср}}}$ — коэффициент возврата.

4. БЕСКОНТАКТНЫЕ ЛИНЕАРИЗОВАННЫЕ РЕЛЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Наряду с линеаризованными электромеханическими усилителями рассмотрим некоторые вопросы, связанные с вибрационной линеаризацией бесконтактных управляющих релейных элементов. Для осуществления линеаризации релейной характеристики транзисторного релейного усилителя необходимо осуществить подачу во входную цепь пилообразного опорного напряжения соответствующей частоты.

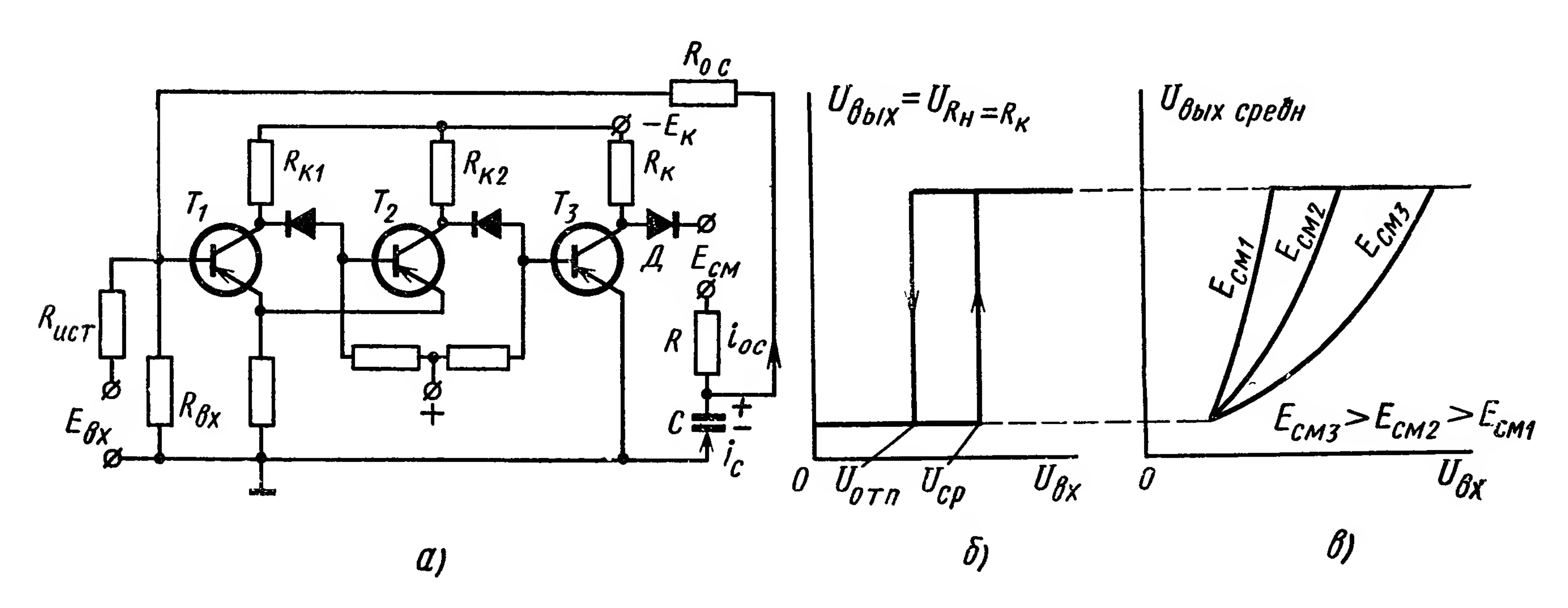


Рис. VII.15. Транзисторный релейный усилитель, линеаризованный за счет введения отрицательной обратной связи:

а — схема; *б* — исходная релейная характеристика; *в* — характеристика линеаризованного усилителя

В отличие от ранее приведенных схем линеаризованных электромеханических усилителей, в данном случае имеет место гальваническая связь цепи основного входного сигнала и цепи линеаризующих колебаний, что и обусловливает некоторые особенности их выполнения. Одна из схем, позволяющих осуществить вибрационную линеаризацию релейной характеристики транзисторного реле (рис. VII.15, *б*) за счет отрицательной запаздывающей обратной связи приведена на рис. VII.15, *а*.

Транзисторное реле выполнено на двух транзисторах T_1 и T_2. Если сигнал на входе не превышает параметра срабатывания, то

транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт и транзистор T_3, с помощью которого выполнен инверсный каскад, позволяющий осуществить отрицательную обратную связь, находится в состоянии отсечки. При этом диод *Д* включен в непроводящем направлении, так как $E_к \geqslant E_{см} + I_{ко}R$ и величиной напряжения на конденсаторе C в цепи ОС можно пренебречь.

При наличии $U_{вх} > U_{ср}$ триггер переходит во второе устойчивое состояние, что сопровождается насыщением транзистора T_3, при этом $U_{кэ3} \approx 0$ и диод *Д* оказывается включенным в проводящем направлении. Через диод *Д* начинает протекать ток, состоящий из тока заряда конденсатора i_c и тока обратной связи $i_{ос}$. Ток $i_{ос}$, протекающий через резистор $R_{ос}$, будет нарастать по закону, близкому

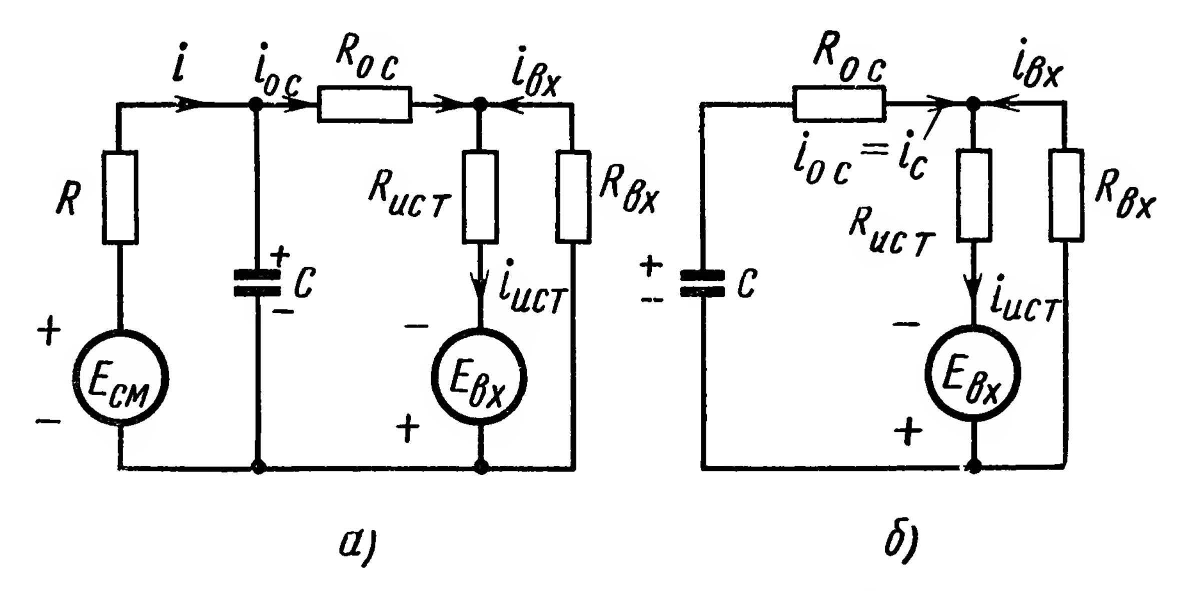


Рис. VII.16. К определению T_1 и T_2 схемы замещения:
а — при наличии выходного импульса; *б* — в течение паузы

к экспоненциальному, и вызовет уменьшение отрицательного потенциала на базе T_1; в результате при $U_{вх} = U_{отп}$ триггер вернется в исходное состояние. Транзистор T_3 окажется в режиме отсечки, а диод *Д* включенным в непроводящем направлении; при этом конденсатор будет разряжаться через цепочку $R_{ос}$, $R_{вх}$. По мере разряда конденсатора влияние тока $i_{ос}$ на общий входной ток T_1 уменьшается и при $U_{вх} = U_{ср}$ триггер вновь перейдет во второе устойчивое состояние, транзистор T_3 откроется и т. д.

Возникающие в схеме автоколебания будут существовать до тех пор, пока $U_{вх}$ не достигнет такой величины, при которой ток $i_{ос}$ уже не сможет уменьшить общий входной ток триггера до уровня отпускания. При дальнейшем увеличении входного сигнала среднее напряжение на нагрузке ($R_н = R_к$) будет иметь максимально возможную величину $U_{m вых средн} = E_к - \Delta U_{кэ} \approx E_к$, что соответствует режиму насыщения усилителя (рис. VII.15, *в*). Особенность схемы — необходимость соблюдения неравенств $R_{ист} \gg R_{вх}$ и $R_{ос} \gg R_{вх}$, так как на входе триггера осуществляется сложение токов.

Для расчета статической характеристики линеаризованного релейного усилителя согласно выражению (VII.1) необходимо определить длительность импульса T_1 и длительность паузы T_2. При этом период линеаризующих колебаний $T = T_1 + T_2$. Для определения T_1 необходимо воспользоваться схемой замещения (рис.

VII.16, *а*) для состояния, которое характеризуется наличием импульса на нагрузке. Тогда будем иметь следующие два уравнения:

$$i = i_{\text{ос}} + i_{\text{с}}$$

или

$$(E_{\text{см}} - U_{\text{с}})\, g = (U_{\text{с}} + U_{\text{вх}})\, g_{\text{ос}} + C\frac{dU_{\text{с}}}{dt} \qquad \text{(VII.15)}$$

и

$$i_{\text{и}} = i_{\text{ос}} + i_{\text{вх}}$$

или

$$(E_{\text{вх}} - U_{\text{вх}})\, g_{\text{ист}} = (U_{\text{с}} + U_{\text{вх}})\, g_{\text{ос}} + U_{\text{вх}}\, g_{\text{вх}}), \qquad \text{(VII.16)}$$

откуда можно найти

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{вх}}\frac{g_{\text{ист}}}{g_1} - U_{\text{с}}\frac{g_{\text{ос}}}{g_1}, \qquad \text{(VII.17)}$$

где проводимости

$$g = \frac{1}{R};\quad g_{\text{ос}} = \frac{1}{R_{\text{ос}}};\quad g_{\text{вх}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}};\quad g_{\text{ист}} = \frac{1}{R_{\text{ист}}}$$

и

$$g_1 = g_{\text{ист}} + g_{\text{вх}} + g_{\text{ос}}.$$

Подставляя соотношение (VII.17) в выражение (VII.15), после преобразований будем иметь

$$C\frac{dU_{\text{с}}}{dt} + g_2 U_{\text{с}} = E_{\text{см}}g - E_{\text{вх}}g_{\text{ист}}\frac{g_{\text{ос}}}{g_1},$$

где

$$g_2 = g_{\text{ос}} + g - \frac{g^2_{\text{ос}}}{g_1}.$$

Решение данного уравнения имеет следующий вид:

$$U_{\text{с}} = E_{\text{см}}\frac{g}{g_2} - E_{\text{вх}}\frac{g_{\text{ист}}\, g_{\text{ос}}}{g_1 g_2} + \left(U_{\text{со}} - E_{\text{см}}\frac{g}{g_2} + E_{\text{вх}}\frac{g_{\text{ист}}\, g_{\text{ос}}}{g_1 g_2}\right)e^{-\frac{g_2}{C}t}, \qquad \text{(VII.18)}$$

где $U_{\text{со}}$ — напряжение в момент $t = 0$, т. е. напряжение на конденсаторе в начале импульса или в конце паузы, когда $U_{\text{вх}} = U_{\text{ср}}$.

Схема замещения, соответствующая состоянию реле при отсутствии импульса на нагрузке, приведена на рис. VII.16, *б*. Тогда

$$U_{\text{с}} = U_{\text{со}} = i_{\text{со}}R_{\text{ос}} - U_{\text{ср}};$$

$$i_{\text{ос}} = i_{\text{и}} - i_{\text{вх}}$$

или

$$i_{\text{ос}} = (E_{\text{вх}} - U_{\text{ср}})\, g_{\text{ист}} - U_{\text{ср}}g_{\text{вх}}.$$

Учитывая эти соотношения, получим

$$U_{\text{со}} = E_{\text{вх}}\frac{g_{\text{ист}}}{g_{\text{ос}}} - U_{\text{ср}}\frac{g_1}{g_{\text{ос}}}. \qquad \text{(VII.19)}$$

Делая соответствующие подстановки, окончательно для $U_{вх}(t)$ будем иметь

$$U_{вх}(t) = E_{вх}\frac{g_{ист}(g_{ос}+g)}{g_1 g_2} - E_{см}\frac{g_{ос}g}{g_1 g_2} - \left[E_{вх}\frac{g_{ист}(g_{ос}+g)}{g_1 g_2} - E_{см}\frac{g_{ос}g}{g_1 g_2} - U_{ср}\right]e^{-\frac{g_2}{C}t}.$$

Так как при $t = T_1$: $|U_{вх}(t)| = U_{отп}$, то подставляя эти значения в уравнение для $U_{вх}(t)$, после ряда преобразований получим

$$T_1 = \frac{C}{g_2}\ln\frac{E_{вх}\,g_{ист}\dfrac{(g+g_{ос})}{g_1 g_2} - E_{см}\dfrac{g_{ос}g}{g_1 g_2} - U_{ср}}{E_{вх}\,g_{ист}\dfrac{(g+g_{ос})}{g_1 g_2} - E_{см}\dfrac{g_{ос}g}{g_1 g_2} - U_{отп}}.$$

Аналогично можно определить время паузы — T_2.

Для схемы, приведенной на рис. VII.16, будем иметь

$$i_{ос} = i_{с} = -C\frac{dU_{с}}{dt} = (E_{вх} - U_{вх})\,g_{ист} - U_{вх}g_{вх};$$

$$U_{с} = \frac{i_{с}}{g_{ос}} - U_{вх},$$

тогда

$$-C\frac{dU_{с}}{dt} = E_{вх}\,g_{ист} + U_{с}\,g_{ист} + \frac{g_{ист}}{g_{ос}}C\frac{dU_{с}}{dt} + U_{с}g_{вх} + \frac{g_{вх}}{g_{ос}}C\frac{dU_{с}}{dt}$$

или

$$C\left(\frac{g_{ист}+g_{вх}}{g_{ос}} + 1\right)\frac{dU_{с}}{dt} + (g_{ист}+g_{вх})\,U_{с} = -E_{вх}g_{ист}.$$

Решение этого уравнения после ряда преобразований получим в следующем виде:

$$U_{с}(t) = -\frac{E_{вх}\,g_{ист}}{g_{ист}+g_{вх}} + \left(\frac{E_{вх}\,g_{ист}}{g_{ист}+g_{вх}} + U'_{со}\right)e^{-\frac{g_{ос}(g_{ист}+g_{вх})}{Cg_1}t},$$

где $U'_{со}$ — напряжение на конденсаторе в момент $t = 0$ (т. е. в начале паузы).

Учитывая соответствующие соотношения для токов и напряжений в схеме, приведенной на рис. VII.16, *б*, запишем

$$U_{с} = U'_{со} = \frac{i_{ос}}{g_{ос}} - U_{отп} = E_{вх}\frac{g_{ист}}{g_{ос}} - U_{отп}\frac{g_1}{g_{ос}}.$$

При $U_{вх} = \frac{i_{с}}{g_{ос}} - U_{с}$ для $U_{вх}(t)$ будем иметь

$$U_{вх}(t) = \frac{E_{вх}g_{ист}}{g_{ист}+g_{вх}} - \left(\frac{E_{вх}g_{ист}}{g_{ист}+g_{вх}} - U_{отп}\right)e^{-\frac{g_{ос}(g_{ист}+g_{вх})}{Cg_1}t}.$$

Поскольку при $t = T_2 \mid U_{вх}(t) \mid = U_{ср}$, то после подстановки этих значений и выполнения необходимых преобразований окончательно получим

$$T_2 = \frac{Cg_1}{g_{ос}(g_{ист}+g_{вх})} \ln \frac{E_{вх} \dfrac{g_{ист}}{g_{ист}+g_{вх}} - U_{отп}}{E_{вх} \dfrac{g_{ист}}{g_{ист}+g_{вх}} - U_{ср}}.$$

Статическая характеристика линеаризованного транзисторного релейного усилителя $U_{вых.средн} = E_к \frac{T_1}{T_1+T_2}$ приведена на рис. VII.15, *в*.

Двухтактная статическая характеристика может быть обеспечена при применении дифференциальной или мостовой схем включения однотактных линеаризованных транзисторных релейных усилителей.

В заключение следует отметить, что в качестве управляющих элементов могут быть использованы тиристоры и другие типы полупроводниковых устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Автоматическое** регулирование авиадвигателей. Сб. статей под ред. А. А. Шевякова. Вып. II. М., Оборонгиз, 1960, 135 с.

2. **Беляков В. М., Елагин Е. Б.** Усилитель релейного типа с запаздывающей обратной связью. Авторское свидетельство № 202999. Бюллетень № 20, 1967.

3. **Колосов С. П.** Элементы авиационных автоматических устройств Изд. 2-е. М., Оборонгиз, 1963, 462 с.

4. **Поспелов Г. С.** Релейные системы автоматического регулирования. Техническая кибернетика. Книга 3, часть II. М., Под ред. В В. Солодовникова, «Машиностроение», 1969, 367 с.

5. **Сотсков Б. С.** Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М — Л., «Энергия», 1966, 576 с.

6. **Диковский Я. М., Капралов И. И.** Магнитоуправляемые контакты. М., «Энергия», 1970, 153 с.

ГЛАВА VIII

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Гидравлические усилители занимают особое место среди усилителей систем автоматического управления. Объясняется это тем, что в качестве энергоносителя (рабочего тела) в этих усилителях используется не электрический ток, а жидкость, находящаяся под высоким давлением. Эта особенность усилителей определяет их область применения, преимущества и недостатки, статические и динамические свойства, большой коэффициент усиления по мощности и др.

Тот факт, что в этом классе усилителей могут развиваться на рабочих органах удельные усилия, по крайней мере, на порядок больше, чем например, в электромашинных, обусловливает их большую энергоемкость, а вместе с тем и малую металлоемкость. В качестве сравнения можно указать, что металлоемкость электромашинных усилителей, например, серии ЭМУ составляет $\sim$ 20 кг на 1 кВт выходной мощности. Металлоемкость же гидравлических усилителей в 0,05 кг/кВт не является пределом.

Большая энергоемкость гидравлических усилителей обусловливает их малые габариты, высокое быстродействие, а следовательно, и широкую полосу пропускания частот.

Следствием всех этих преимуществ является их область применения. Гидравлические усилители широко используются там, где нужно быстро, точно и надежно управлять различного рода процессами при малых габаритных размерах управляющих устройств. Естественно, что в первую очередь такого рода усилители используются в авиационной и ракетной технике. В то же время гидравлические усилители широко используются при автоматизации производственных процессов и в других отраслях народного хозяйства.

Недостатком гидравлических усилителей является необходимость использования специализированных источников питания (гидравлических насосов).

Основные технические характеристики однокаскадных и двухкаскадных гидравлических усилителей приведены в табл. VIII.1.

Таблица VIII.1

Основные технические характеристики гидравлических усилителей

	Технические характеристики	Значения параметров: Однокаскадные со струйной трубкой	Двухкаскадные
	Ток на входе	Постоянный, ШИМ	Постоянный, ШИМ
	Коэффициент усиления по мощности k_p	$10^3 \div 10^4$	$10^4 \div 10^6$
	Полоса пропускания Δf, Гц	$14 \div 20$	$12 \div 25$
Предельные энергетические параметры	Максимальная выходная мощность $P_{вых\ max}$, Вт	1650	$1{,}5 \cdot 10^3 \div 4{,}5 \cdot 10^3$
	Мощность на единицу массы $P_{уд}$, Вт/кг	$1{,}4 \cdot 10^3 \div 2 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^3$
	Минимальный входной ток $I_{вх\ min}$, А	$60 \cdot 10^{-3}$	$12 \cdot 10^{-3} \div 60 \cdot 10^{-3}$
	Минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$, В	24	$24 \div 36$
	К.п.д. η, %	$32 \div 37$	$7 \div 12$
	Ресурс работы $t_р$, ч	100	$120 \div 3000$
Предельные параметры среды	Температурный диапазон, Δt, °С	$-50 \div +120$	$-50 \div +600$
	Относительная влажность, %	—	—
	Вибростойкость	5 g при 200 Гц	5g при 200 Гц

1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Гидравлические усилители предназначены для усиления мощности сигналов, подаваемых на их вход, и преобразования этой мощности в мощность потока рабочей жидкости. Усиление мощности осуществляется за счет использования энергии внешних источников питания (насосы, аккумуляторы).

Сочетание гидравлических усилителей с гидравлическими двигателями позволяет осуществить управление двигателями, т. е. изменение по величине и по направлению их линейной или угловой скорости перемещения, а следовательно, и выходной мощности. В этом случае гидравлические усилители применяются преимущественно в системах, имеющих насосы с постоянной производительностью, и включаются между насосом и гидравлическим двигателем. Под воздействием внешних входных сигналов небольшой мощности гидравлические усилители изменяют мощность потока рабочей жидкости, поступающего с выхода усилителя к гидравлическому двигателю, от нуля до некоторой максимальной величины. Мощность потока жидкости на выходе гидравлического усилителя обычно пропорциональна мощности сигнала, поданного на его вход.

Таким образом, гидравлические усилители являются усилителями мощности, в которых на входе затрачивается небольшая мощность на управление, а на выходе имеется во много раз большая мощность потока рабочей жидкости.

Во всех гидравлических усилителях изменение мощности потока рабочей жидкости на выходе усилителя достигается путем дросселирования, т. е. мятия потока. В процессе дросселирования происходит изменение сопротивления истечению потока, сопровождающееся изменением скоростей частиц движущейся жидкости по величине и направлению и потерей энергии в месте деформации потока. Эти потери аналогичны потерям энергии потока жидкости в местных сопротивлениях. При дросселировании изменяются расход и давление рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя. Приведенное пояснение позволяет провести некоторую аналогию между гидравлическим усилителем и обычной электронной лампой, в которой поток электронов как бы дросселируется путем изменения потенциала сетки.

Совокупность гидравлических усилителя и двигателя составляет гидравлическую систему усилитель — двигатель, которая, в свою очередь, вместе с источником питания и вспомогательной аппаратурой образует гидравлический привод с дроссельным управлением.

В настоящее время существует большое число схемных и конструктивных разновидностей гидравлических усилителей. Однако все они представляют собой дроссельные гидравлические усилители, которые могут быть классифицированы по следующим основным признакам:

1. Число ступеней (каскадов) усиления. При этом различают однокаскадные и многокаскадные гидравлические усилители. Из последних наиболее часто применяются двухкаскадные гидравлические усилители.

2. Число дросселей. Дроссели представляют собой различные конструктивные устройства, осуществляющие дросселирование потока рабочей жидкости. В связи с этим различают гидравлические усилители с двумя дросселями, четырьмя дросселями и многодроссельные.

3. Тип дросселя. Различают гидравлические усилители, имеющие дроссели с постоянной площадью проходного сечения (с постоянным проходным сечением) или с переменной площадью проходного сечения (с переменным проходным сечением).

4. Расположение дросселей в схеме. В схемах гидравлических усилителей дроссели могут быть расположены последовательно и параллельно. Последовательное расположение дросселей образует гидравлическую цепочку, а параллельное — гидравлический мостик (дифференциальную схему).

5. Конструкция дросселя. В соответствии с этим признаком различают три главных класса гидравлических усилителей: с золотником, с соплом — заслонкой и со струйной трубкой.

Кроме основных классификационных признаков, в каждой группе гидравлических усилителей имеются свои дополнительные признаки, позволяющие подразделить усилители на более мелкие подгруппы. Так, например, известны гидравлические золотниковые усилители с положительным, нулевым или отрицательным перекрытием, гидравлические усилители со струйной трубкой затопленной или незатопленной, двухкаскадные гидравлические усилители с отслеживающим управляющим элементом или без него и т. д.

В системах автоматического регулирования и управления все типы гидравлических усилителей получили широкое распространение.

В большинстве случаев их использование обеспечивает однонаправленное прохождение сигнала от маломощных электронных, транзисторных или магнитных усилителей к выходным исполнительным устройствам большой мощности. Детектирующие свойства усилителей определяются нагрузкой, которая зависит от усилий, действующих на золотник (в том числе от гидродинамических сил потока жидкости, протекающей через его рабочие окна), оказываемой золотником на электромеханический преобразователь, управляющий его работой. В зависимости от метода управления выходным элементом гидравлические усилители могут быть классифицированы на три группы — без обратной связи, с обратной связью и с замкнуто-разомкнутым управлением.

Усилители без обратной связи и с обратной связью, осуществляемой по положению золотника гидравлических исполнительных устройств, просты в конструктивном отношении, надежны в эксплуатации. Однако эти усилители не изменяют основных статических и динамических характеристик исполнительных устройств, они являются лишь усилителями мощности сигнала ошибки. Иное значение в силовых системах управления имеют гидравлические усилители с обратной связью по нагрузке и по скорости исполнительных двигателей. Такие усилители, помимо их основной функции, существенно улучшают статические и динамические характеристики исполнительного механизма, повышают его к. п. д. При создании этого типа усилителей снижаются требования к точности и качеству изготовления золотниковых пар. Аналогичные преимущества имеют усилители с замкнуто-разомкнутым управлением.

Гидравлические усилители по сравнению с другими усилителями мощности, например электромашинными, имеют лучшие динамические качества, просты и компактны, удобны при преобразовании энергии потока жидкости в механическую энергию, сочетают большую выходную мощность с малыми габаритами и весом. Так, например, известны гидроусилители весом 300—400 г, управляющие потоком жидкости мощностью 10—15 кВт.

В качестве управляющих элементов используются переменные дроссели — золотниковые пары с начальным осевым зазором, сопла с заслонками, в некоторых усилителях струйные трубки. Постоянные дроссели необходимы для создания перепада давления при изме-

нении расхода рабочей жидкости, протекающей через дроссель переменного сечения. В качестве последних наиболее часто используются пакеты дросселирующих шайб, а иногда втулки.

В зависимости от числа переменных дросселей, используемых в усилителях, последние подразделяются на однощелевые, двухщелевые и четырехщелевые. Число переменных дросселей определяет их чувствительность и динамические качества. С увеличением числа переменных дросселей чувствительность усилителей повышается, улучшаются также динамические свойства. Однако большое число управляющих дросселей усложняет конструкцию и понижает надежность.

Применяемые в технике автоматического регулирования гидравлические усилители подразделяются на дроссельные и струйные усилители. Из существующих конструкций дроссельных гидравлических усилителей наиболее распространенными являются усилители золотникового типа и усилители типа сопло — заслонка. Гидравлические усилители игольчатого, клапанного и других типов применяются реже.

2. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В качестве элементов гидравлических усилителей, применяемых для управления гидравлическими исполнительными устройствами, используются постоянные (нерегулируемые) и переменные (регулируемые) дроссели. Постоянные дроссели характеризуются неизменными геометрическими размерами проходных сечений в процессе их работы. К их числу относятся шайбы, пакеты шайб (многоступенчатые дроссели), втулки, капилляры и другие элементы.

Гидравлические свойства переменных дросселей во время работы изменяются. Их изменение осуществляется уменьшением или увеличением поперечного сечения дросселирующего канала, его длины или числа последовательно включаемых рабочих окон. К дросселям с переменной площадью рабочих окон относятся золотниковые пары, элементы типа сопло — заслонка, игольчатые и конические дросселирующие элементы. Наиболее, распространенным гидравлическим сопротивлением с переменной длиной рабочего канала является винтовой дроссель. Изменение числа последовательно включенных рабочих окон осуществляется в регулируемых многоступенчатых дросселях.

Переменные дроссели применяют главным образом в качестве управляющих элементов. В некоторых случаях их используют при регулировке гидравлических устройств.

Гидравлические свойства дросселирующих элементов обычно оцениваются коэффициентом местных гидравлических сопротивлений и коэффициентом расхода.

Коэффициент гидравлических сопротивлений (потерь). Этот коэффициент ζ находится по формуле

$$\zeta = \frac{\Delta p}{\frac{\gamma v^2}{2g}}, \qquad (VIII.1)$$

где γ — удельный вес рабочей жидкости;
v — скорость жидкости в рабочем окне дросселя;
Δp — перепад давлений, создаваемый дросселем;
$\frac{\gamma v^2}{2g}$ — скоростной напор жидкости в рабочем окне.

Коэффициент местных гидравлических сопротивлений определяется видом продольного и поперечного сечений дросселирующего элемента, зависит от режима потока жидкости, а следовательно, и от числа Рейнольдса.

При турбулентном потоке число Рейнольдса не оказывает существенного влияния на коэффициент сопротивлений, поэтому принято считать, что ζ зависит лишь от типа дросселя, т. е. его геометрической формы. При этом же режиме потока коэффициент гидравлических потерь мало зависит от изменения вязкости жидкости, а следовательно, и от температуры.

Для определения перепада давлений на рабочих окнах дросселирующего элемента при турбулентном потоке жидкости можно пользоваться уравнением

$$\Delta p = \chi v^2, \qquad (VIII.2)$$

где $\chi = \frac{\zeta\gamma}{2g}$ — коэффициент пропорциональности между перепадом давлений на дросселе и квадратом средней скорости жидкости в рабочих окнах.

При ламинарном потоке жидкости перепад давлений определится величиной

$$\Delta p = \xi v, \qquad (VIII.3)$$

где ξ — коэффициент порпорциональности между перепадом давлений на дросселе и средней скоростью жидкости в рабочих окнах.

Коэффициент расхода μ. В ряде задач, например при расчете скорости движения рабочих органов гидродвигателей или при определении времени заполнения камеры переменного объема, удобно пользоваться не коэффициентом гидравлических сопротивлений, а коэффициентом расхода

$$\mu = \frac{Q}{Q_0}, \qquad (VIII.4)$$

где Q; Q_0 — фактический и расчетный объемные расходы жидкости, протекающей через рабочее окно местного гидравлического сопротивления.

За расчетный расход жидкости будем принимать такое его значение, которое определяется геометрической площадью поперечного

сечения канала и средней скоростью жидкости v_0, обусловленной идеальным преобразованием потенциальной энергии потока в кинетическую.

Связь между μ и ζ определяется формулой

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{\zeta}}. \qquad \text{(VIII.5)}$$

В реальных условиях течения жидкости через местные сопротивления средняя скорость потока будет отличаться от расчетной.

Конструкции и основные характеристики дросселирующих шайб и пакетов шайб. Наиболее распространенными постоянными дросселирующими элементами гидравлических устройств автоматики являются шайбы и пакеты шайб. Объясняется это простотой их

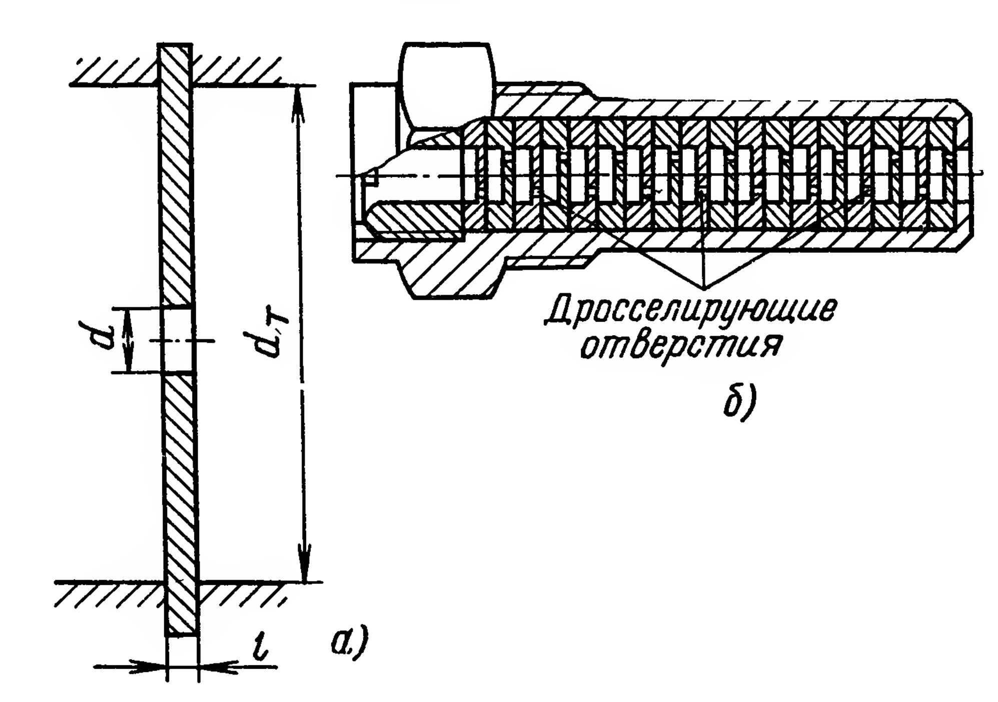


Рис. VIII.1. Дросселирующие элементы:

а — дросселирующая шайба; *d* — диаметр рабочего отверстия; *l* — толщина шайбы; $d_т$ — диаметр трубопровода, в котором установлена шайба; *б* — пакет дросселирующих шайб

конструкции и стабильностью характеристик. Схема дросселирующей шайбы приведена на рис. VIII.1, *а*.

Дросселирующие свойства шайбы основаны на создании гидравлических потерь, обусловленных внезапным сжатием потока при втекании его в рабочее отверстие, внезапным его расширением при вытекании и потерями по длине. Пренебрегая гидравлическими потерями по длине рабочего отверстия шайбы ввиду малости ее толщины, можно записать.

$$\Delta p = \Delta p_{сжат} + \Delta p_{р},$$

где Δp — перепад давлений на шайбе;

$\Delta p_{сжат}$ — падение давления, обусловленное внезапным сжатием потока, втекающего в отверстие шайбы;

$\Delta p_{р}$ — падение давления, обусловленное внезапным расширением потока, вытекающего из отверстия шайбы.

Относя гидравлические потери на сжатие и расширение к скоростному напору жидкости в рабочем отверстии шайбы, последнее уравнение можно, используя выражение (VIII.1), представить в виде

$$\zeta = \zeta_{сжат} + \zeta_{р},$$

где $\zeta_{сжат}$, $\zeta_{р}$ — коэффициенты гидравлических сопротивлений, обусловленные соответственно сжатием и расширением потока жидкости.

Известно, что при внезапном сужении потока жидкости коэффициент $\zeta_{сжат}$ зависит от соотношения площадей сечений после сужения и до него. Если это отношение $\left(\frac{d}{d_т}\right)^2 < 0,1$, что всегда бывает в шайбах гидравлических устройств автоматики, то при наличии турбулентного потока жидкости в рабочем отверстии $\zeta_{сжат} = 0,5$.

При внезапном расширении турбулентного потока жидкости потеря энергии равна скоростному напору потерянной скорости. В дроссельных шайбах энергия скоростного напора, как правило, теряется полностью. В этом случае коэффициент потерь на внезапное расширение $\zeta_р = 1$. Таким образом, общий расчетный коэффициент местных гидравлических сопротивлений шайбы при условии турбулентного течения $\zeta = 1,5$.

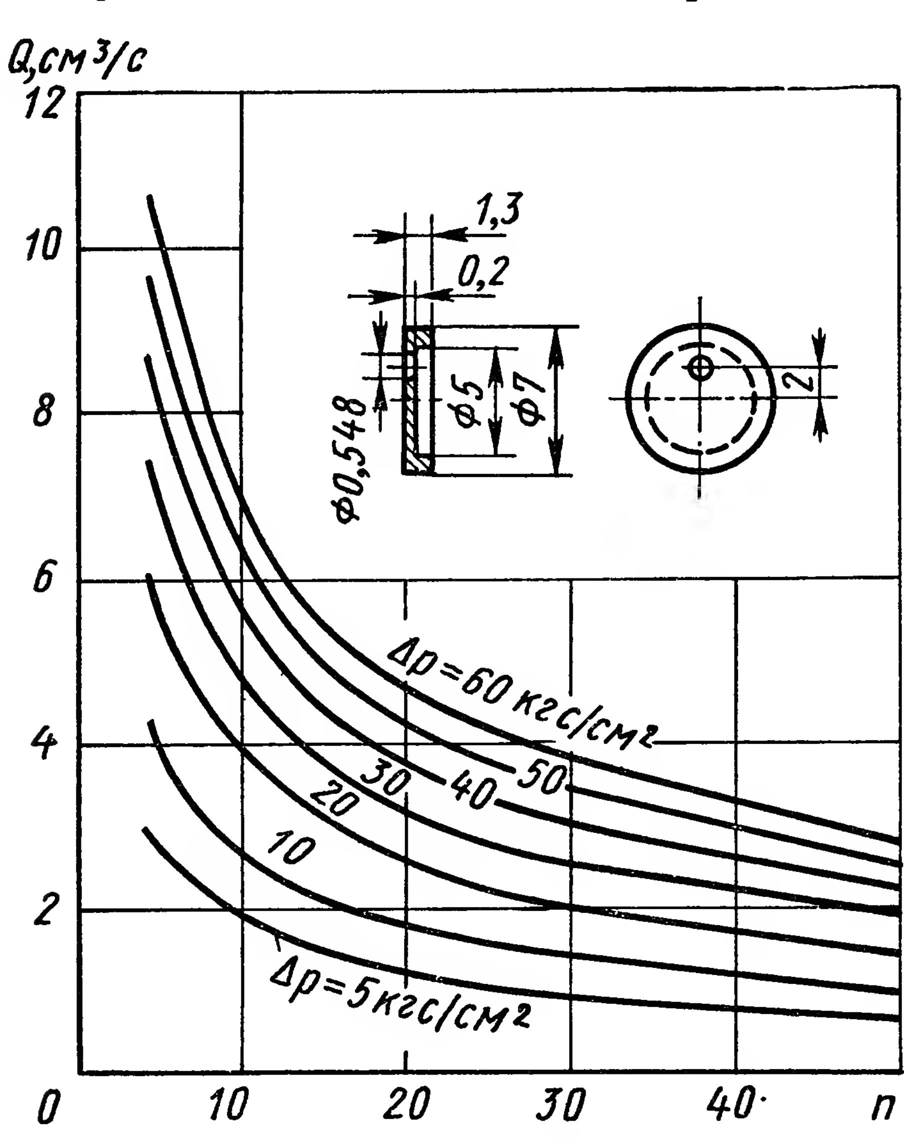


Рис. VIII.2. Расходные характеристики пакета дросселирующих шайб: n — число шайб в пакете

В большинстве задач, возникающих при разработке гидравлических устройств, требуется создание больших гидравлических сопротивлений со стабильными во времени расходными характеристиками. В этом случае использование одной шайбы оказывается недостаточным, поскольку уменьшение ее рабочего диаметра ограничено возникновением облитерации *. Поэтому часто применяются дросселирующие элементы, состоящие из набора последовательно включенных шайб (рис. VIII.1, *б*). Работа таких элементов, часто называемых пакетами, основана на многократном последовательном сужении и расширении потока жидкости.

Гидравлическое сопротивление дроссельного пакета определяется суммой местных потерь в рабочих отверстиях шайб и потерь по длине во внутренних полостях между ними. Поскольку длина внутренних полостей обычно мала, а поперечное сечение велико, то можно считать, что основная часть гидравлических сопротивлений имеет место в рабочих отверстиях. Для определения гидравлических потерь, а вместе с тем и режима потока жидкости в рабочих отверстиях шайб пакета, пользуются результатами эксперимента.

На рис. VIII.2 приведены расходные характеристики пакета из n шайб с диаметром рабочего отверстия 0,548 мм; там же приведены

* Уменьшение расхода жидкости при протекании ее через узкие щели и отверстия малых диаметров $d < 0,4$ мм.

размеры рабочей шайбы. Отверстия в шайбах выполнялись обычным сверлением без какой-либо дополнительной обработки. Указанный размер рабочего отверстия определялся как среднее арифметическое диаметров отверстий в десяти шайбах. Замер производился инструментальным микроскопом с ценой деления 1 мкм. Пакет набирался так, что рабочие отверстия в шайбах располагались относительно друг друга произвольно (см. рис. VIII.1, *б*). В качестве рабочей жидкости использовалось трансформаторное масло ГОСТ 982—53 при 20—30 °С.

На основании приведенных характеристик (рис. VIII.2) на рис. VIII.3 показана кривая изменения коэффициента гидравлических потерь $\zeta_ш$, как функция перепада давлений на одной шайбе $\frac{\Delta p}{n}$, а на рис. VIII.3, *б* — кривая изменения коэффициента расхода μ, как функция числа Рейнольдса (Re).

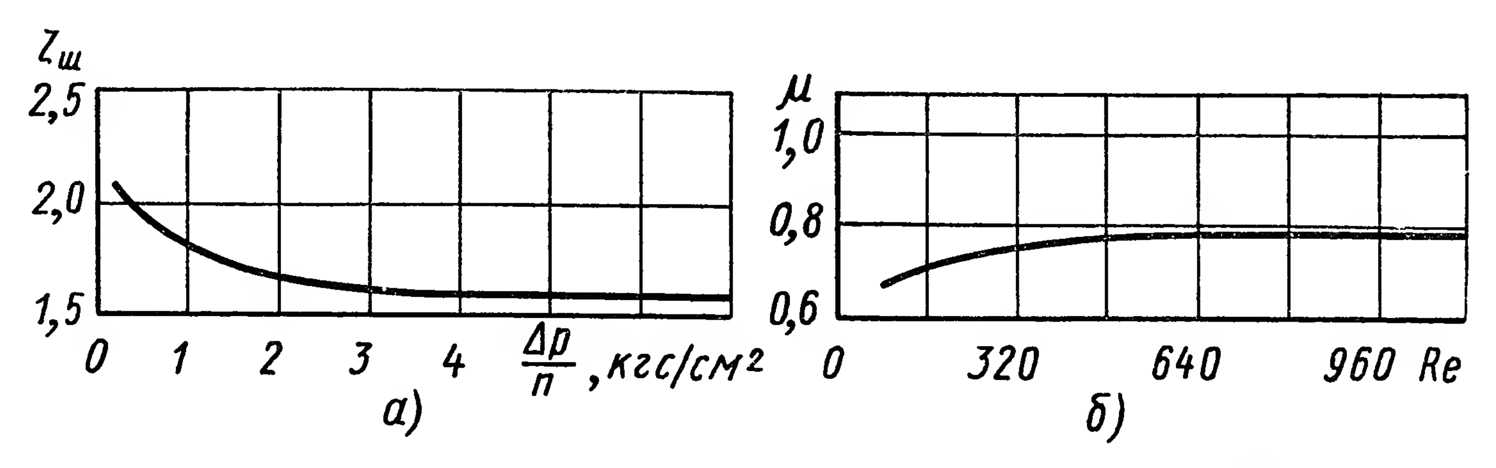


Рис. VIII.3. Характеристики дросселирующих шайб:

а — кривая изменения коэффициента гидравлических потерь $\zeta_ш$ пакета дросселирующих шайб; *б* — кривая изменения коэффициента расхода дросселирующих шайб

Конструкции и основные характеристики золотниковых пар. Золотниковые пары являются наиболее распространенными переменными дросселирующими элементами, так как отличаются простотой конструкции, надежностью работы, портативностью и наличием сравнительно небольших усилий, необходимых для их взаимного перемещения. Золотниковые пары используются главным образом в качестве вторых каскадов гидравлических усилителей.

В зависимости от схемы применяются три вида золотниковых пар: одно-, двух- и четырехщелевые.

Основные элементы золотниковой пары приведены на рис. VIII.4, где x — смещение золотника (плунжера золотника) от среднего положения; x_0 — начальное осевое расстояние между кромками ($x_0 > 0$ соответствует начальному зазору, а $x_0 < 0$ — перекрытию).

Наиболее часто используют цилиндрические золотники с углом кромок $\alpha = 90°$ (рис. VIII.5).

Технологические трудности изготовления двух- и особенно четырехщелевых золотниковых пар обусловили разработку многочисленных конструкций, облегчающих их производство. Трудность изготовления состоит в том, что осевые расстояния и радиальный зазор между кромками втулки и золотника должны быть выполнены с высокой степенью точности.

На рис. VIII.5, *а* показана золотниковая пара, в которой окна во втулке выполнены в виде поперечных прорезей, а на рис. VIII.5,*б* в виде отверстий. В первом случае ширина окон и расстояние между

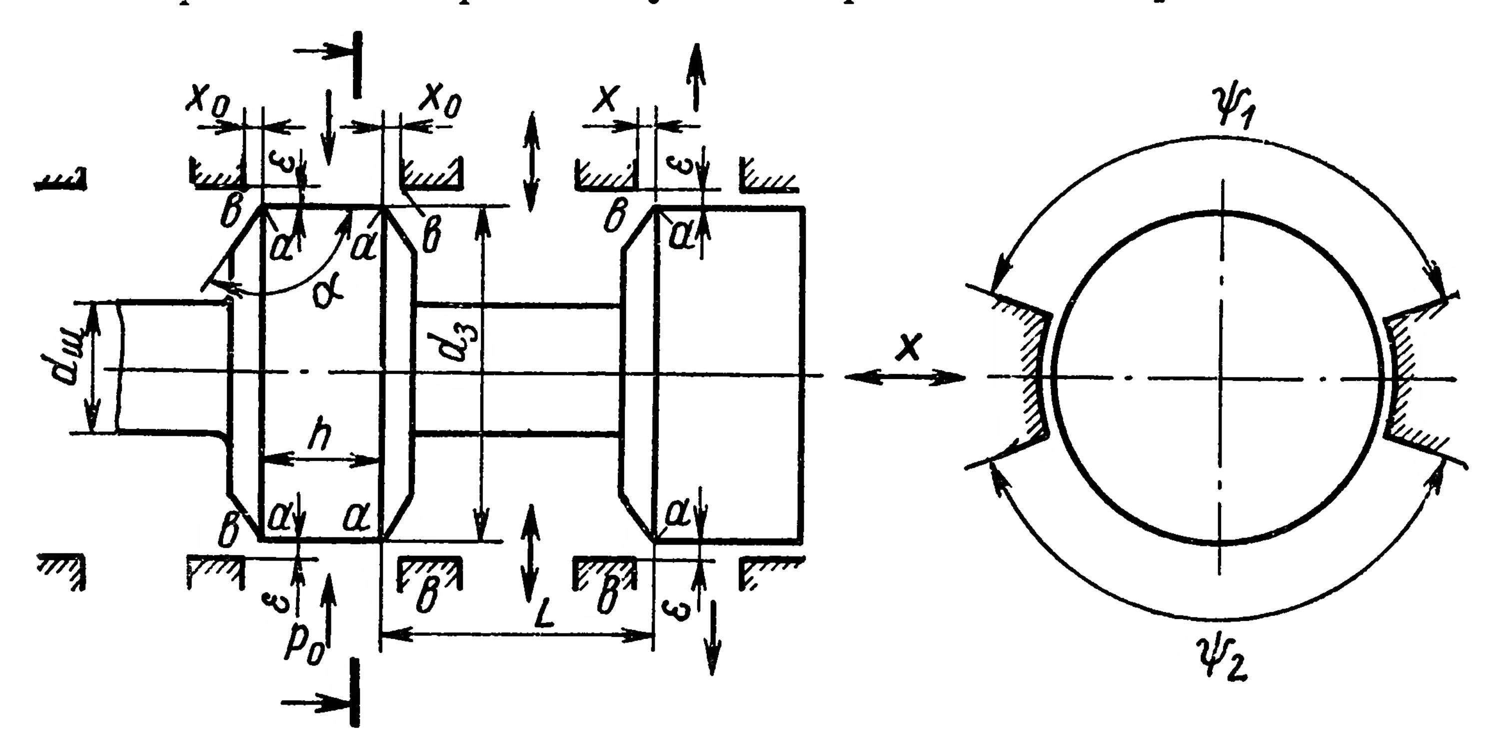


Рис. VIII.4. Основные элементы золотниковой пары:

а — дросселирующие кромки золотника; *в* — дросселирующие кромки втулки; $d_з$ — диаметр золотника (номинальный диаметр золотниковой пары); ε — радиальный зазор между золотником и втулкой; ψ_1, ψ_2 — центральные углы окна втулки; *h* — ширина пояска золотника; $d_ш$ — диаметр шейки золотника; *L* — расстояние между кромками золотника; α — угол кромок золотника; p_0 — давление в напорном канале (давление питания гидроусилителя)

ними обеспечиваются шлифованием торцов поперечных прорезей, во втором — расточкой на координатно-расточном станке.

Заслуживает внимания конструкция, приведенная на рис. VIII.6. Здесь втулка набирается из отдельных колец, длина которых точно

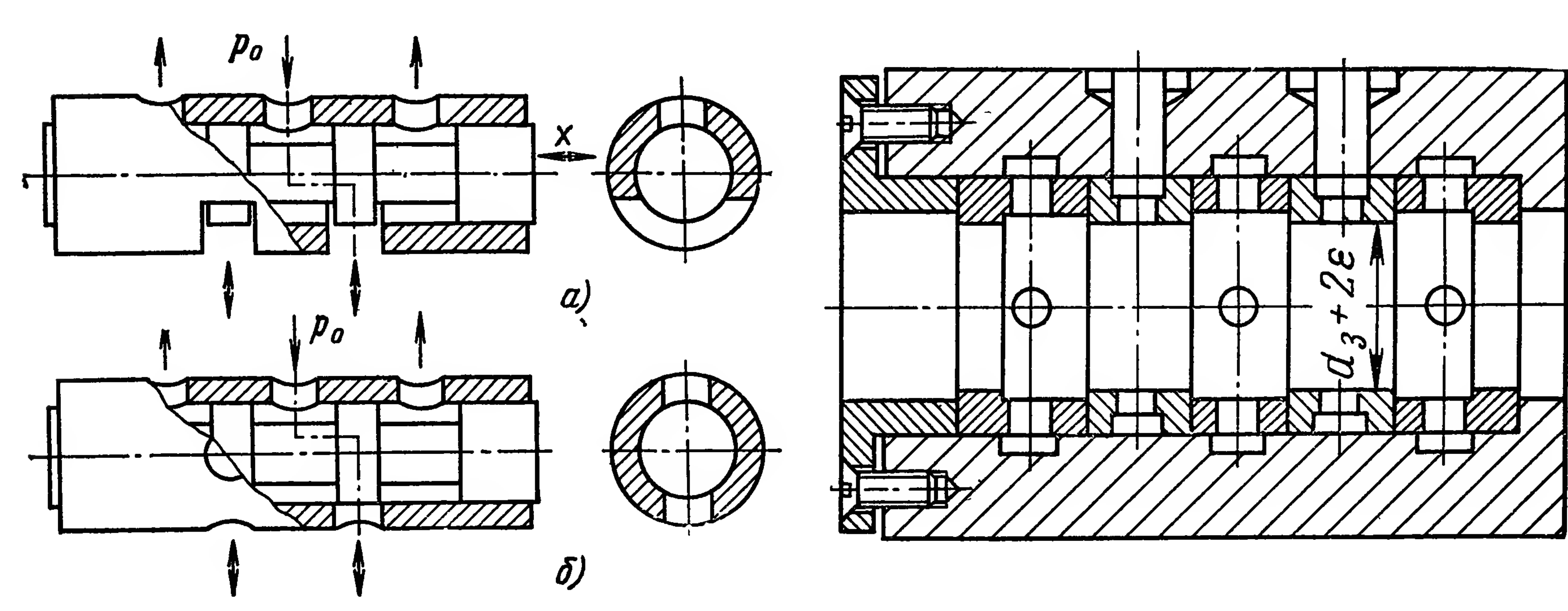


Рис. VIII.5. Четырехщелевая золотниковая пара:

а — кромки втулки образованы поперечными пазами; *б* — радиальными отверстиями

Рис. VIII.6. Втулка четырехщелевой золотниковой пары

выдерживается на плоскошлифовальном станке. После сборки (с пооперационным контролем прессования колец) кольца стягиваются и совместно обрабатываются по внутреннему диаметру. Разборка таких втулок во время эксплуатации не допускается.

Часто применяется золотниковая пара, втулка которой имеет внутренние кольцевые канавки. Однако изготовление ее с высокой степенью точности достаточно сложно. Такая конструкция золотниковой пары обычно применяется для золотников номинальных диаметров не менее 12 мм.

Помимо цилиндрических золотников в ряде случаев применяются плоские. Их принципиальная схема приведена на рис. VIII.7. Золотниковая пара состоит из плоского золотника *1*, корпуса *4* и двух цилиндрических штифтов *2* и *2'*. Подвод жидкости к внутренней камере *3* золотника производится по напорному каналу *6* (давление p_0). При среднем положении золотника каналы *5* и *5'*, соединяющие золотник с полостями гидродвигателя, закрыты штифтами *2* и *2'*. При перемещении золотника, допустим, влево жидкость из внутренней камеры *3* через рабочее окно *7* поступает по левому каналу *5* в одну из камер гидродвигателя. Из другой камеры жидкость через канал *5'* и окно *7'* сливается в бак.

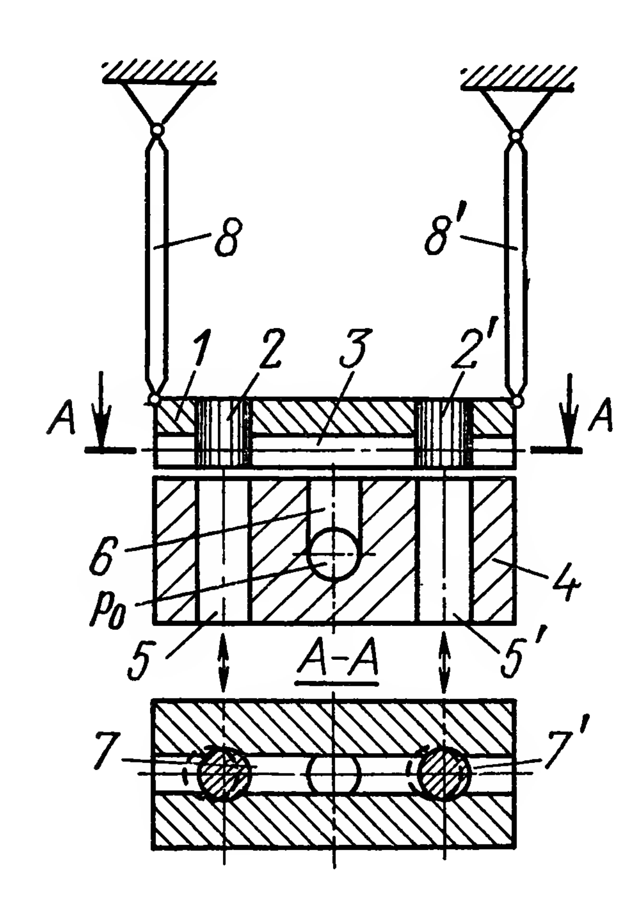


Рис. VIII.7. Схема плоской четырехщелевой золотниковой пары

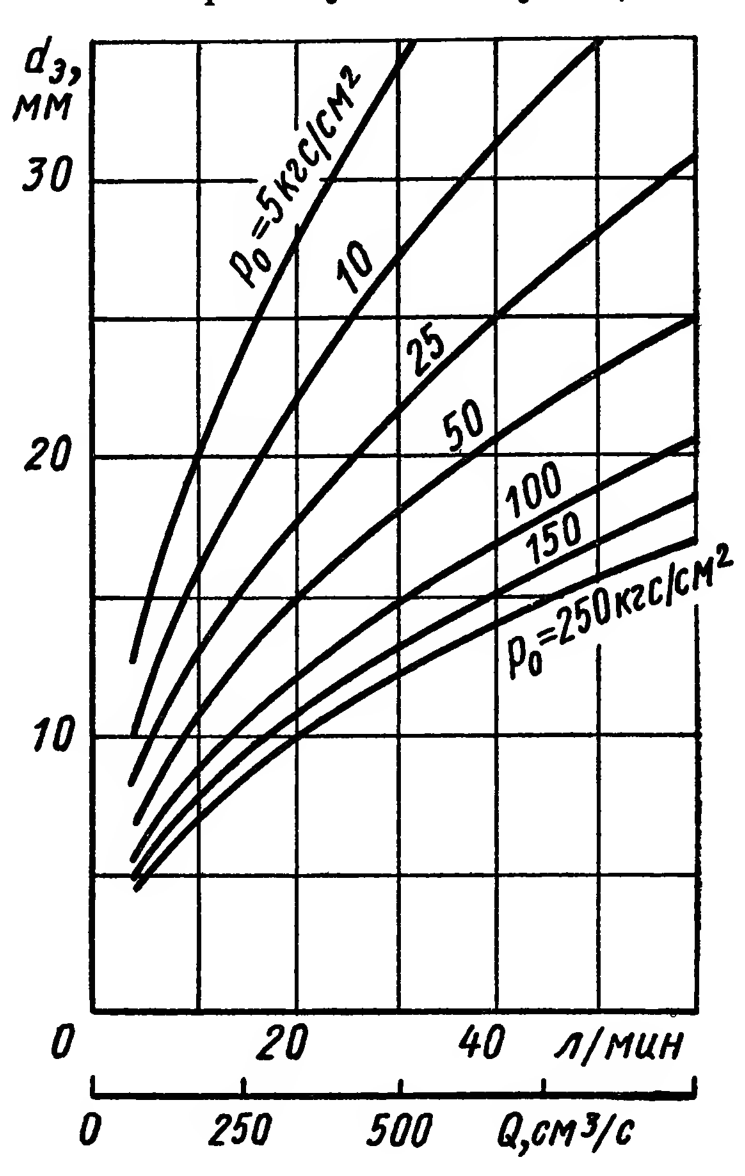


Рис. VIII.8. Графики номинальных диаметров золотника гидравлических систем управления

Обеспечение минимального зазора между золотником и корпусом осуществляется шарнирными рычагами *8* и *8'* или заменяющими их плоскими пружинами.

Характеристики плоских золотников не отличаются от характеристик цилиндрических.

Гидравлические сопротивления золотниковых пар состоят из местных потерь в рабочих окнах и потерь во внутренней полости. Поскольку длина внутренней полости мала, а поперечное сечение несоизмеримо больше площади рабочего окна, то основная часть

гидравлических потерь имеет место в зазоре между рабочими кромками золотника и втулки.

Коэффициент гидравлических сопротивлений ζ в окнах цилиндрических золотниковых пар при числе Рейнольдса $Re > 260$ составляет $\zeta = 3,1$, а коэффициент расхода $\mu = 0,57$. Для инженерных расчетов принимают $\mu = 0,6$.

При проектировании гидравлических усилителей необходимо рационально выбирать диаметр золотниковой пары. Его величина определяется наибольшим расходом жидкости и зависит от давления питания. Чрезмерно большой диаметр золотника приводит к неудачным конструкциям гидроусилителей, а малый — вызывает большие гидравлические сопротивления, сокращает диапазон изменения выходных скоростей, уменьшает «жесткость» характеристик гидравлических исполнительных механизмов по отношению к нагрузке. В этой связи диаметр $d_з$ золотника целесообразно выбирать согласно графику, приведенному на рис. VIII.8.

Осевые силы, действующие на золотник при их перемещении, имеют большое значение для проектирования гидравлических усилителей. Нередки случаи, когда эти силы являются одной из причин низкого качества, нестабильности и малой надежности гидравлических следящих систем.

Осевая сила, необходимая для перемещения золотника относительно втулки, определяется суммой четырех ее составляющих — силы инерции, силы сухого и вязкого трения о стенки втулки, облитерационного усилия, гидродинамического усилия, обусловленного течением жидкости через рабочие окна. Первые две из этих сил могут быть рассчитаны и определены экспериментально. Однако они имеют сравнительно небольшое значение в общем балансе сил, действующих на золотник. Бóльшее значение в ряде случаев оказывают облитерационные усилия, обусловленные взаимодействием поляризованных молекул жидкости, образующихся при ее течении через узкие щели между золотником и втулкой. Эти силы являются нестационарными и не поддаются расчету, а их величина может быть замерена при экспериментальном исследовании лишь ориентировочно.

Облитерационные силы определяются площадью соприкосновения золотника со втулкой, перепадом давлений на зазоре и зависят от времени пребывания золотника в неподвижном состоянии.

При статических режимах работы следящих систем кольцевые зазоры золотниковых пар могут быть настолько уплотнены, что максимальные усилия, развиваемые управляющими элементами, перемещающими золотник, будут соизмеримы с облитерационными силами. В этих случаях системы регулирования работают нестабильно, а порой и вовсе могут выйти из строя. Таким образом, облитерационные силы имеют большое значение при оценке как качества работы, так и надежности гидравлических усилителей.

Однако в динамическом режиме, т. е. при непрерывном перемещении золотника относительно втулки облитерационные усилия не возникают. Поэтому наибольший интерес для этого режима работы

представляет оценка гидродинамических сил, создаваемых потоком жидкости, протекающим через рабочие окна золотниковой пары.

Гидродинамическая сила создается главным образом за счет действия струи потока жидкости, протекающей через рабочие окна на поясок золотника. Эта сила для практических расчетов может быть определена по формуле

$$P_c = k_c x, \qquad \text{(VIII.6)}$$

где k_c — жесткость гидродинамической силы потока жидкости, протекающей через рабочие окна золотника.

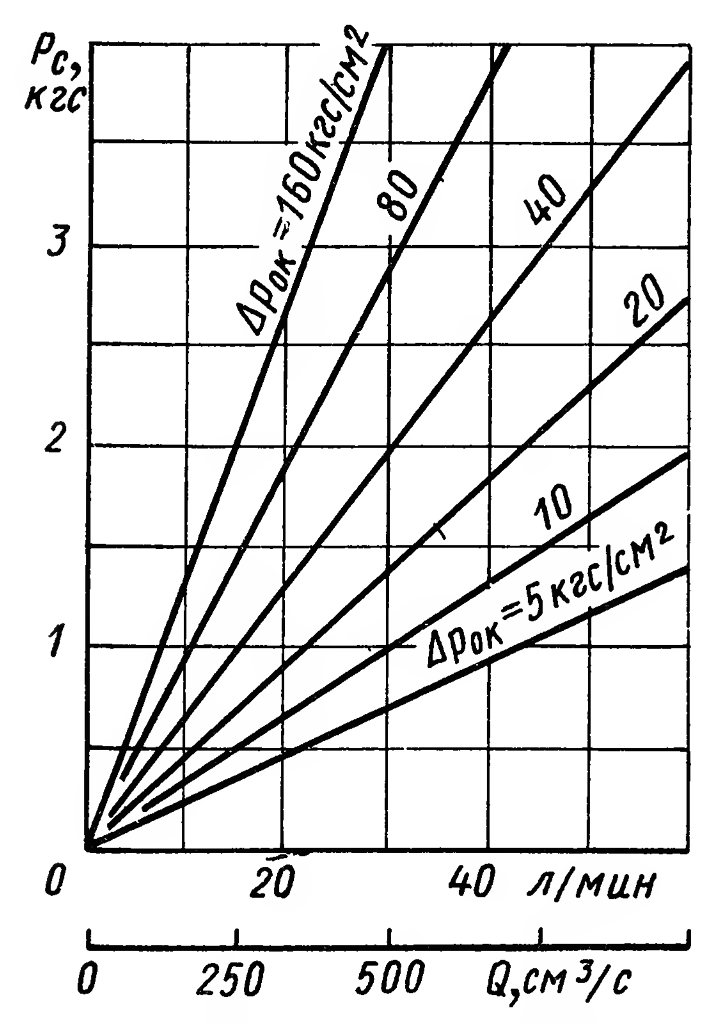


Рис. VIII.9. Кривые изменения гидродинамической силы, действующей на золотник

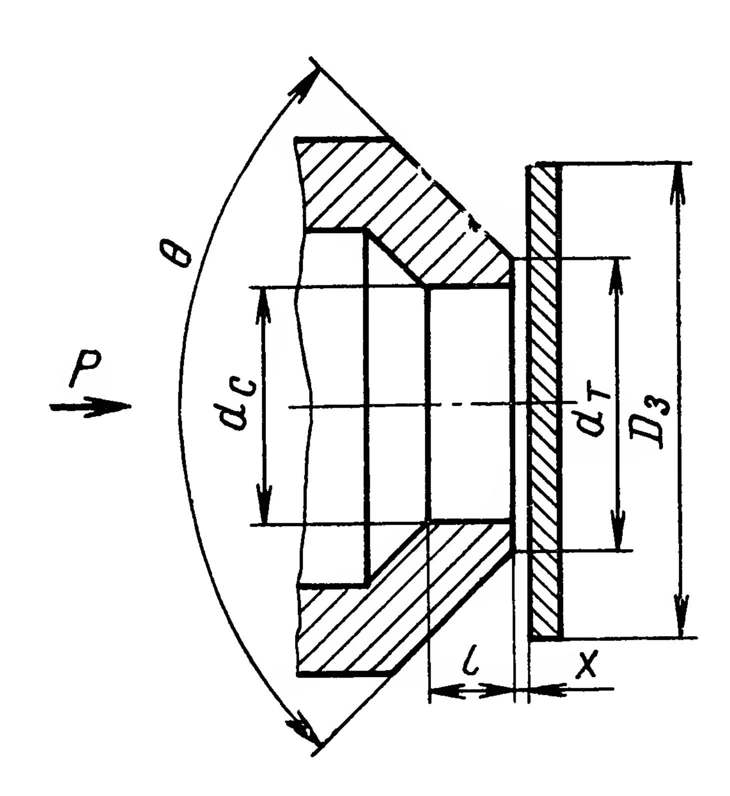


Рис. VIII.10. Схема дросселя сопло — заслонка:

d_c — внутренний диаметр сопла; x — расстояние заслонки до торца сопла; $d_т$ — наружный диаметр торца сопла; $D_з$ — диаметр заслонки; θ — угол наружного конуса сопла; l — длина втулки сопла

Для четырехщелевого золотника с прямоугольными окнами

$$k_c = 1{,}63 \frac{\psi^\circ}{360^\circ} d_з \Delta p^*_{ок}. \qquad \text{(VIII.7)}$$

где $\Delta p^*_{ок}$ — перепад давлений на рабочем окне, через которое жидкость втекает во внутреннюю полость золотника.

На рис. VIII.9 приведены кривые изменения гидродинамической силы, действующей на золотник, рассчитанные по формуле (VIII.6).

Конструкция и основные характеристики дросселей сопло — заслонка. В отличие от золотниковых пар переменные дроссели сопло — заслонка применяются главным образом в первых каскадах гидравлических усилителей. Широкое применение таких дросселей с маломощными управляющими элементами во много объясняется простой конструкцией и отсутствием в них трущихся поверхностей.

Дроссель этого типа представляет собой узкую щель, образованную кромками сопла и заслонкой. В зависимости от формы заслонки дроссели бывают плоские, конические и шаровые. Два последних

типа часто называют коническими и шаровыми дросселями. В гидравлических системах наибольшее распространение получили дроссели с плоской заслонкой (рис. VIII.10).

Переменные дроссели сопло — заслонка обычно используются совместно с постоянными дросселями, так что между ними образуется междроссельная камера. При перемещении заслонки изменяется давление в этой камере, которое является сигналом управления последующего каскада усиления. Характер изменения этого давления обусловливается площадью рабочих окон дросселя и коэффициентом гидравлических сопротивлений.

Дроссель сопло — заслонка представляет собой совокупность трех местных гидравлических сопротивлений: первое, нерегулируемое, создается во втулке сопла диаметром d_c и длиной l; второе, также нерегулируемое, обусловлено изменением направления потока жидкости на 90° при ее течении из втулки в зазор между соплом и заслонкой; третье, регулируемое сопротивление, создается в межторцовом зазоре сопла и заслонки. Распределение указанных гидравлических сопротивлений зависит от расстояния заслонки до торца сопла. При малых расстояниях наибольший удельный вес имеют гидравлические сопротивления в межторцовом зазоре. При увеличении этого зазора увеличивается расход жидкости, а вместе с тем и потери напора во втулке сопла. Гидравлические потери, обусловленные поворотом потока жидкости под заслонкой, также изменяются, но в меньшей степени. В связи с этими замечаниями при выборе размеров дросселя следует руководствоваться следующими соображениями. Для уменьшения влияния дросселирующего эффекта нерегулируемых гидравлических сопротивлений втулки сопла необходимо ограничить рабочий диапазон перемещения заслонки. Если ориентировочно принять, что постоянное гидравлическое сопротивление во втулке сопла не должно превышать 6—8% регулируемого гидравлического сопротивления в межторцовом зазоре, то необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$\frac{f_щ}{f_c} \leqslant 0{,}25,$$

где f_c — площадь поперечного сечения втулки сопла;

$f_щ$ — площадь щели, рассчитанная по боковой поверхности цилиндра диаметром d_c и высотой x.

Тогда рабочий диапазон перемещения заслонки относительно торца сопла составит

$$0 < x < \frac{d_c}{16}.$$

Следует заметить, что при уменьшении диапазона перемещения заслонки повышается чувствительность дросселя, однако при этом увеличивается опасность его засорения и повышаются требования к точности изготовления. Даже незначительный перекос сопла или заслонки ограничивает расчетный диапазон перемещения заслонки,

а вместе с тем и рабочую характеристику изменения давления в междроссельной камере.

Для уменьшения сил, создаваемых давлением жидкости, радиально растекающейся по поверхности заслонки, а также изменения этих сил при ее перемещении, следует уменьшить ширину торца сопла $\frac{d_т - d_с}{2}$ и угол θ наружного конуса.

При выборе ширины торца сопла приходится исходить из требований технологии изготовления и опасности нарушения формы его кромок и плоскости заслонки силой, развиваемой управляющим элементом. Учитывая эти требования, можно принять

$$d_т = 1,2 d_с.$$

Длину втулки сопла l и диаметр заслонки $D_з$ целесообразно выбирать исходя из конструктивных и технологических требований.

При принятых соотношениях основных размеров дросселя сопло—заслонка оценим величину коэффициента его гидравлических сопротивлений. Последний определяется потерями на внезапное сужение и расширение потока жидкости и потерями по длине межторцового зазора. Вследствие малости ширины торца сопла потерями по длине можно пренебречь. Коэффициент гидравлических сопротивлений на внезапное сужение потока изменяется в пределах 0—0,5. При несовершенном сжатии, которое наблюдается в рассматриваемом дросселе, коэффициент гидравлических сопротивлений изменяется в более узком диапазоне. Коэффициент гидравлических сопротивлений при внезапном расширении $\zeta = 1$. Таким образом, расчетный коэффициент гидравлических сопротивлений, отнесенных к одному и тому же скоростному напору, при турбулентном истечении может изменяться в пределах $1 < \zeta < 1,5$.

Фактическое изменение коэффициента гидравлических сопротивлений показано на рис. VIII.11.

Как видно на рис. VIII.11, коэффициент гидравлических сопротивлений постоянен при расстояниях заслонки от сопла, больших 0,05 мм. Этот результат указывает на наличие развитого турбулентного потока в рабочем зазоре между торцом сопла и заслонкой. При малых расстояниях заслонки от торца сопла ($x < 0,05$ мм) коэффициент гидравлических сопротивлений не остается постоянным, а является функцией перепада давлений, а вместе с тем и средней скорости жидкости. Это указывает на переход турбулентного потока в рабочем зазоре в ламинарный.

Силовое воздействие потока жидкости определяется распределением давления по заслонке и скоростным напором струи, вытекающей из сопла. При выбранном диапазоне перемещений заслонки усилия, определяемые скоростным напором, обычно малы и их величиной можно пренебречь. Распределение давлений на заслонке является функцией ее перемещения и зависит от отношения $\frac{d_т}{d_с}$. Силы, действующие на заслонку, рассчитывают по методике, изло-

женной в работе [5]. Поэтому было проведено их экспериментальное исследование, результаты которого представлены на рис. VIII.12, где штриховыми линиями показаны значения усилий, рассчитанные по уравнению

$$P_з = \frac{\pi d_c^2}{4} \Delta p, \qquad \text{(VIII.8)}$$

где $P_з$ — усилие на заслонке;

Δp — перепад давлений на дросселе.

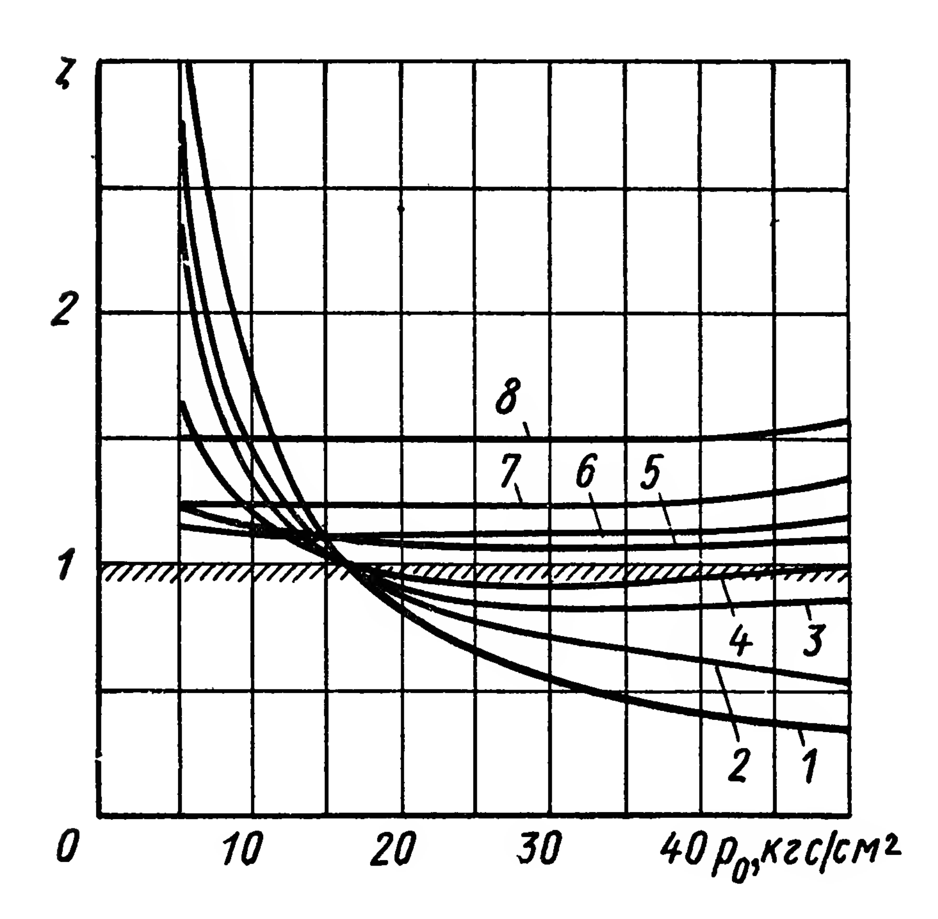


Рис. VIII.11. Кривые изменения коэффициента гидравлических сопротивлений дросселя сопло — заслонка при расстояниях заслонки до торца сопла:

1 — 0,01; 2 — 0,02; 3 — 0,03; 4 — 0,04; 5 — 0,05; 6 — 0,06; 7 — 0,07; 8 — 0,08 мм, d_c = 1,0 мм, $d_т$ = 1,23 мм

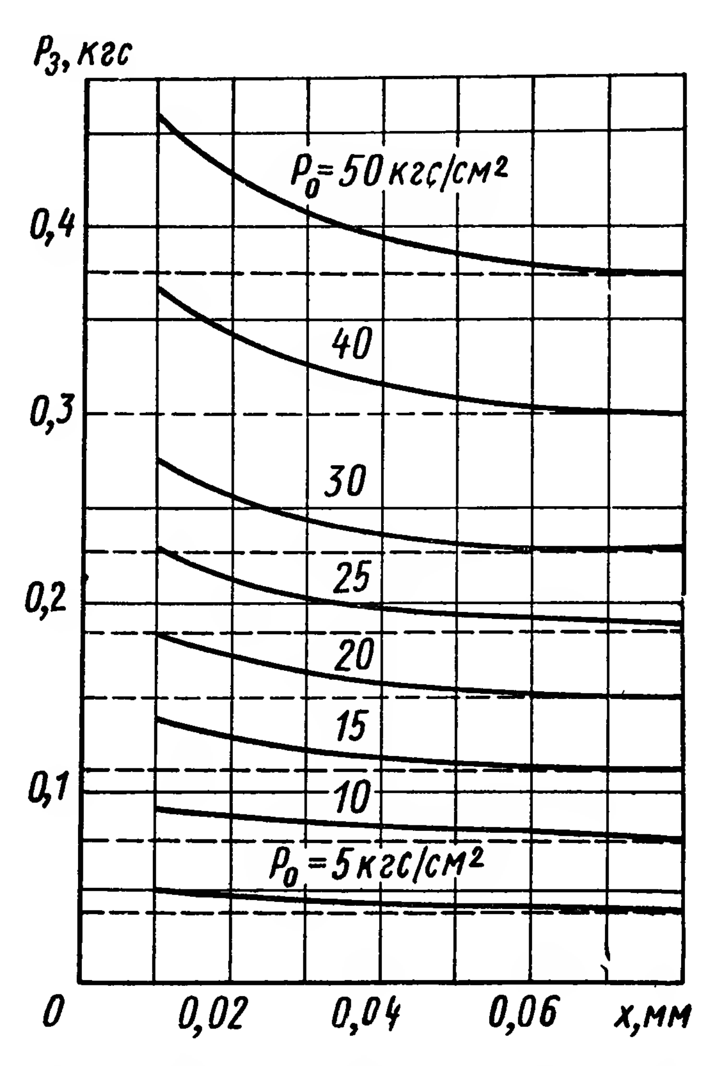


Рис. VIII.12. Кривые изменения гидродинамических сил на заслонке как функция ее перемещения при давлении питания p_0

Сравнение результатов показывает, что расчет усилий на заслонке рассматриваемых дросселей, размеры которых выбраны по приведенным выше рекомендациям, в инженерной практике можно производить по формуле (VIII.8).

Для разгрузки управляющих заслонок от статически неуравновешенных сил при отсутствии сигнала управления, а также для увеличения чувствительности гидравлического усилителя часто используются два сопла, расположенных так, что вытекающие из них потоки жидкости направлены навстречу друг другу. В этом случае усилия на заслонке будут лишь при возникновении перепада давлений на соплах.

3. ОДНОКАСКАДНЫЕ ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ С ЗОЛОТНИКОМ

Анализ статических и динамических характеристик однокаскадных золотниковых гидравлических усилителей без обратной связи проведем на наиболее общей схеме — с четырьмя управляющими окнами *2*, *2'*, *3*, *3'* (рис. VIII.13). Рассмотрим принцип действия

усилителя. Рабочая жидкость из напорной магистрали подается через впускные окна золотника *1* в рабочие камеры *4* и *4'* распределительного золотника исполнительного механизма. Одновременно через выпускные окна жидкость протекает на слив. При среднем положении золотника площадь впускных и выпускных окон одинакова, а давления в камерах *4* и *4'* равны. Пружины *5* и *5'* создают упругую нагрузку, действующую на распределительный золотник *6*. При перемещении $x_у$ управляющего золотника, например, вправо окна *3* и *2'* увеличиваются, а *3'* и *2* уменьшаются. Одновременно изменяются давления в рабочих камерах *4* и *4'*. Под действием перепада давлений распределительный золотник *6* гидравлического двигателя перемещается вправо, изменяя начальную деформацию пружин *5* и *5'*. Перемещение $x_{вых}$ определяется суммарной жесткостью этих пружин и перепадом давлений в камерах *4* и *4'*, а следовательно, и смещением золотника *6* от среднего положения.

Рис. VIII.13. Схема однокаскадного четырехщелевого гидравлического усилителя без обратной связи

Исходным в анализе статических характеристик гидравлического усилителя примем уравнение постоянства расхода. При среднем положении золотника *1* уравнение расхода, например, для левого рабочего канала имеет вид

$$Q_0 = v_{10} f_{10} = v_{20} f_{20}, \qquad \text{(VIII.9)}$$

где Q_0 — начальный расход жидкости, протекающей через левый канал;

v_{10}; v_{20} — скорость потока жидкости во впускном и выпускном окнах золотниковой пары при среднем положении золотника;

f_{10}; f_{20} — геометрическая площадь проходного сечения впускного и выпускного окон золотниковой пары при среднем положении золотника.

При симметричной конструкции золотниковой пары уравнение (VIII.9) справедливо как для левого, так и для правого рабочих каналов гидравлического усилителя.

Выше отмечалось, что при течении жидкости через рабочие окна золотниковых пар могут быть турбулентный, ламинарный или переходный (турбулентный с ламинарным пограничным слоем) режимы потока. Однако режим потока жидкости в рабочих окнах

гидроусилителей оказывает сравнительно небольшое влияние на их характеристики. Поэтому анализ характеристик проведем здесь лишь для случая ламинарного течения жидкости в рабочих окнах. Согласно уравнению (VIII.3)

$$v_{10} = \frac{p_0 - p_{10}}{\xi_1}; \quad v_{20} = \frac{p_{10}}{\xi_2},$$

где p_{10} — начальное давление в рабочих камерах *4* и *4'*;

ξ_1; ξ_2 — коэффициенты пропорциональности между перепадом давлений и скоростью жидкости во впускных и выпускных окнах управляющей золотниковой пары.

Поскольку геометрическая форма впускного и выпускного окон золотника одинакова, то $\xi_1 = \xi_2 = \xi$.

Тогда уравнение (VIII.9) примет вид

$$(p_0 - p_{10}) f_{10} = p_{10} f_{20}.$$

Полученное уравнение дает возможность найти соотношение между площадями поперечного сечения впускного и выпускного окон гидравлического усилителя при начальном положении золотника:

$$f_{20} = \frac{p_0 - p_{10}}{p_{10}} f_{10}. \qquad \text{(VIII.10)}$$

Начальное давление p_{10} в рабочих камерах *4* и *4'* определим исходя из условия, обеспечивающего максимальную чувствительность гидравлического усилителя. Последнюю можно оценить по кривой зависимости перепада давлений на торцах распределительного золотника от перемещения золотника *1*.

Для обеспечения наибольшей чувствительности гидравлического усилителя необходимо, чтобы крутизна этой кривой при смещении управляющего золотника со среднего положения имела максимальное значение. При перемещении золотника от среднего положения, например, вправо площадь впускного окна увеличивается, выпускного уменьшается, а давление в левой рабочей камере *4* повышается. Тогда уравнение расхода для левого гидравлического тракта можно представить в виде

$$[p_0 - (p_{10} + \Delta p_1)](f_{10} + \Delta f) = (p_{10} + \Delta p_1)(f_{20} - \Delta f), \qquad \text{(VIII.11)}$$

где Δp_1 — изменение давления в камере *4*;

Δf — изменение площадей впускного и выпускного окон *.

Решая последнее уравнение относительно Δp_1 и используя уравнение (VIII.10), получим уравнение для определения изменения давления в левой камере гидравлического усилителя:

$$\Delta p_1 = \frac{p_0}{f_{10} + f_{20}} \Delta f.$$

* Считаем, что длины рабочих кромок впускного и выпускного окон одинаковы.

Аналогичное уравнение можно получить и для изменения давления в правой рабочей камере. Тогда общий перепад давлений на торцах распределительного золотника

$$\Delta p = 2\Delta p_1 = \frac{2p_0}{f_{10} + f_{20}} \Delta f. \qquad \text{(VIII.12)}$$

Уравнение (VIII.12) показывает, что перепад давлений, действующий на торцы распределительного золотника, является линейной функцией изменения площади рабочего окна гидравлического усилителя и не зависит от выбора начального давления в рабочих камерах.

Выбираем $p_{10} = 0{,}5\ p_0$, тогда уравнение (VIII.10) примет вид

$$f_{20} = f_{10} = f_0.$$

При этом перепад давлений в рабочих камерах, а следовательно, и на поршне (штоке) определяется по формуле

$$\Delta p = \frac{p_0}{f_0} \Delta f. \qquad \text{(VIII.13)}$$

Запишем теперь уравнение движения рассматриваемого гидравлического усилителя. При непрерывном перемещении золотника и поршня гидравлического двигателя уравнение расхода жидкости в каком-либо одном из двух гидравлических трактов имеет вид

$$Q_1 = Q_2 \pm Q_p, \qquad \text{(VIII.14)}$$

где Q_1; Q_2 — расход рабочей жидкости во впускном и выпускном окнах золотника;

Q_p — расход жидкости, определяемый перемещением $x_{вых}$ золотника *6*.

Знак плюс или минус в уравнении (VIII.14) зависит от направления перемещения золотника *6*. Уравнение расхода для левого гидравлического тракта при ламинарном потоке и при смещении золотника, например, вправо от среднего положения имеет вид

$$(0{,}5p_0 - \Delta p_1)(f_0 + \Delta f) = (0{,}5p_0 + \Delta p_1)(f_0 - \Delta f) + \xi F_п \frac{dx_{вых}}{dt},$$

где $F_п$ — рабочая площадь торца распределительного золотника.

После элементарных преобразований с учетом, что $\Delta p_1 = 0{,}5\ p_0$, можно получить

$$\xi F_п \frac{dx_{вых}}{dt} + \Delta p f_0 = p_0 \Delta f. \qquad \text{(VIII.15)}$$

Положим, что рабочие кромки управляющего золотника и втулки концентричны (рис. VIII.14). Тогда геометрическая площадь поперечного сечения рабочего окна гидравлического усилителя

при среднем положении золотника будет представлять собой боковую поверхность правильного усеченного конуса. При $d_з \gg \varepsilon$ эту поверхность можно заменить площадью прямоугольника (см. рис. VIII.4)

$$f_0 = l\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}, \qquad \text{(VIII.16)}$$

где l — общая длина щели *; при цилиндрических проточках во втулке $l = \pi d_у$.

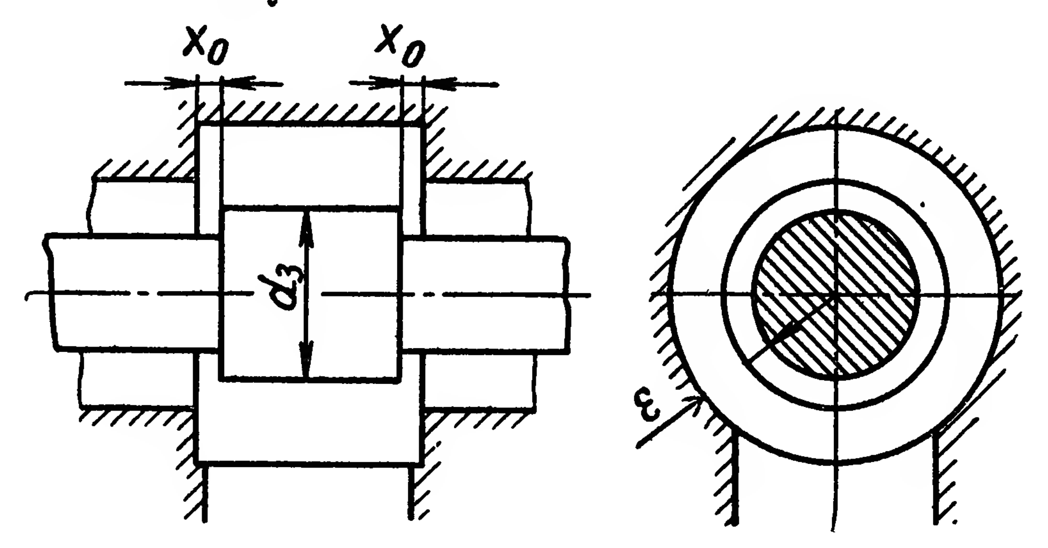


Рис. VIII.14. Схема рабочих окон цилиндрической золотниковой пары:

x_0 — начальный осевой зазор; ε — радиальный зазор в золотниковой паре; $d_з$ — номинальный диаметр управляющего золотника

При перемещении золотника площадь поперечного сечения окна изменится, т. е.

$$f_0 + \Delta f = l\sqrt{\varepsilon^2 + (x_0 + x_у)^2}, \qquad \text{(VIII.17)}$$

это изменение составит

$$\Delta f = l\left[\sqrt{\varepsilon^2 + (x_0 + x_у)^2} - \sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}\right], \qquad \text{(VIII.18)}$$

где $x_у$ — смещение управляющего золотника.

Разлагая правую часть уравнения (VIII.17) в ряд по степеням $x_у$ в окрестности $x_у = 0$ и ограничиваясь двумя первыми членами, получим

$$\sqrt{\varepsilon^2 + (x_0 + x_у)^2} \approx \sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2} + \frac{x_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}} x_у. \qquad \text{(VIII.19)}$$

Тогда уравнение (VIII.18) в первом приближении примет вид

$$\Delta f = l\frac{x_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}} x_у. \qquad \text{(VIII.20)}$$

Подставляя выражения (VIII.16) и (VIII.20) в уравнение (VIII.15), получим

$$\xi F_п \frac{dx_{вых}}{dt} + \Delta p l\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2} = p_0 l\frac{x_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}} x_у. \qquad \text{(VIII.21)}$$

---

* В дальнейшем изложении будем считать, что окна золотника имеют прямоугольную форму.

Перепад давлений Δp в рабочих камерах распределительного золотника *6* определяется суммой сил, действующих при его перемещении. В их число входят усилие деформации пружин, имитирующих нагрузку, гидродинамическая сила основного потока жидкости, протекающего через его окна, жидкостное и сухое трение, облитерационные и инерционные силы. Наибольшими из указанных сил, как было уже сказано, являются первые две. Силы, обусловленные жидкостным трением и инерцией поршня и штока, малы из-за малости их веса, величины рабочего хода, скорости и ускорения. Облитерационная сила при непрерывном перемещении поршня не успевает создаваться. В связи с этим будем считать, что сила, определяемая перепадом давлений в рабочих камерах гидравлического усилителя, уравновешивается деформацией пружин *5* и *5'* и гидродинамической силой, т. е.

$$\Delta p = \frac{k}{F_{п}} x_{вых}, \qquad \text{(VIII.22)}$$

где k — суммарная жесткость пружин, действующих на распределительный золотник *6*.

Преобразовав выражение (VIII.21) с учетом соотношения (VIII.22), получим

$$\xi F_{п} \frac{dx_{вых}}{dt} + \frac{kl}{F_{п}} \sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}\, x_{вых} = \frac{p_0 l x_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}} x_{у}. \qquad \text{(VIII.23)}$$

Обозначим

$$T_{гу} = \frac{\xi F_{п}^2}{kl\sqrt{\varepsilon^2 + x_0^2}}, \qquad \text{(VIII.24)}$$

$$K_{гу} = \frac{p_0 x_0 F_{п}}{k(\varepsilon^2 + x_0^2)}. \qquad \text{(VIII.25)}$$

где $T_{гу}$; $K_{гу}$ — постоянная времени и коэффициент усиления гидравлического усилителя.

Тогда

$$T_{гу} \frac{dx_{вых}}{dt} + x_{вых} = K_{гу} x_{у}. \qquad \text{(VIII.26)}$$

Таким образом, движение нагруженного гидравлического усилителя можно представить линейным дифференциальным уравнением первого порядка.

Уравнению (VIII.26) соответствуют следующие передаточные функции:

$$W_1(s) = \frac{X_{вых}(s)}{X_{у}(s)} = \frac{K_{гу}}{T_{гу}s + 1}; \quad W_2(s) = \frac{Y_{вых}(s)}{X_{у}(s)} = \frac{sK_{гу}}{T_{гу}s + 1}, \qquad \text{(VIII.27)}$$

где $Y_{вых}(s)$ — изображение скорости изменения выходной координаты $X_{вых}$.

Функция $W_2(s)$ является передаточной функцией нагруженного гидравлического усилителя по скорости.

4. ОДНОКАСКАДНЫЕ ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ СО СТРУЙНОЙ ТРУБКОЙ

Класс гидравлических усилителей со струйной трубкой получил наибольшее распространение в системах автоматического регулирования и управления общепромышленного назначения.

На рис. VIII.15 показана упрощенная принципиальная схема гидравлического усилителя со струйной трубкой. В корпусе *3* усилителя находится трубка *2*, один конец которой выполнен в виде конического насадка. Другой конец трубки закреплен на оси *O*, перпендикулярной к плоскости рисунка. От источника питания (насоса) через ось в струйную трубку подается рабочая жидкость под постоянным давлением p_0. Трубка получила название струйной трубки, так как из ее конического насадка рабочая жидкость истекает в форме струи.

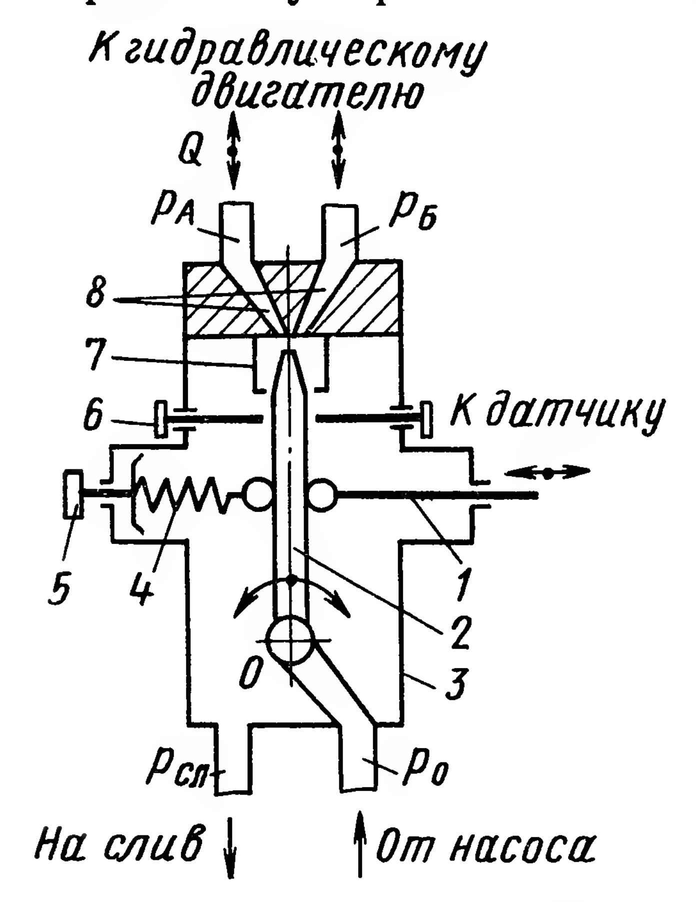


Рис. VIII.15. Схема гидравлического усилителя со струйной трубкой:

1 — толкатель; *2* — струйная трубка; *3* — корпус; *4* — пружина; *5* — установочный винт; *6* — упоры; *7* — колпачок; *8* — приемные сопла

На струйную трубку опирается толкатель *1*, соединенный с каким-либо датчиком или преобразующим элементом системы регулирования. На струйную трубку опирается также пружина *4*, начальное натяжение которой может быть изменено при помощи поворота установочного винта *5*. В автоматических регуляторах пружина *4* может выполнять функции задатчика.

Струйная трубка может поворачиваться вокруг оси *O* на небольшие углы. Напротив конического насадка струйной трубки расположена плитка с двумя приемными соплами *8*, входные окна которых находятся в плоскости, перпендикулярной плоскости вращения трубки. Приемные сопла выполнены в виде конусов, расширяющихся в направлении от входных окон. Сопла соединены трубопроводами с гидравлическим двигателем. Расположение конического насадка по отношению к приемным соплам влияет на полноту использования мощности потока рабочей жидкости, подведенной к усилителю. По этой причине положение оси конического насадка относительно осей приемных сопел может регулироваться как в плоскости вращения трубки, так и иногда в плоскости, перпендикулярной к плоскости вращения. Конический насадок струйной трубки находится внутри цилиндрического колпачка *7*, служащего для устранения подсоса воздуха в гидравлическую систему струей рабочей жидкости. Во время работы усилителя внутреннее пространство колпачка заполнено жидкостью и это препятствует проникновению воздуха в систему. Существуют гидравлические усилители с затопленным

коническим насадком струйной трубки (рис. VIII.16, *а*) или с полностью затопленной струйной трубкой. В таких гидравлических усилителях колпачок *7* отсутствует, так как в этих случаях струя истекает под уровень рабочей жидкости и слой ее над выходным отверстием конического насадка предохраняет гидравлическую систему от проникновения в нее воздуха. Упоры *6* (рис. VIII.15), находящиеся в корпусе усилителя, являются ограничителями поворота струйной трубки. Внутреннее пространство корпуса гидравлического усилителя соединено со сливной линией.

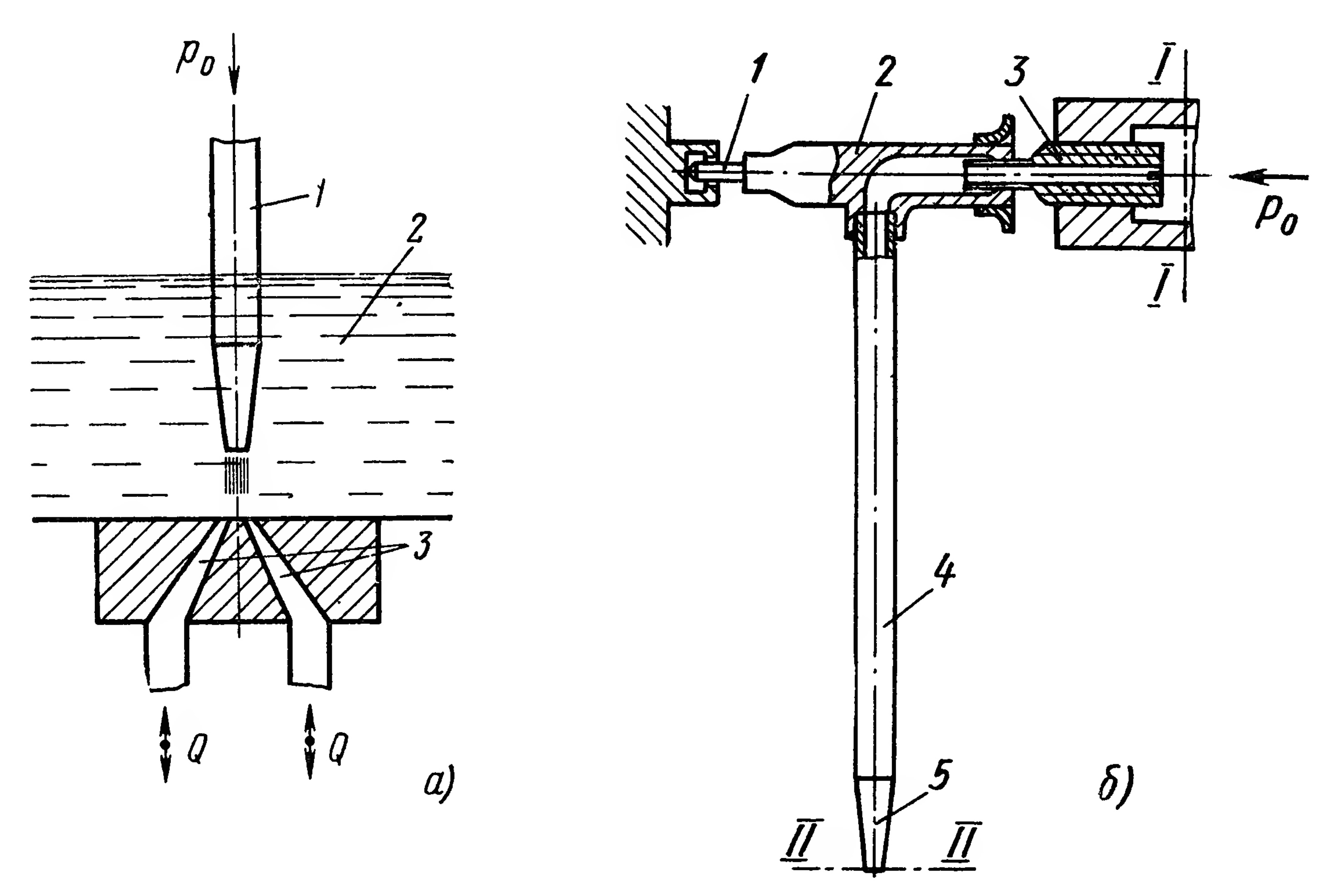


Рис. VIII.16. Струйные трубки:

а — с затопленным коническим насадком: *1* — струйная трубка; *2* — слой рабочей жидкости; *3* — приемные сопла; *б* — конструктивная схема; *1* — опорная игла; *2* — тройник; *3* — полая ось; *4* — струйная трубка; *5* — конический насадок

На рис. VIII.16, *б* приведена одна из конструктивных модификаций струйной трубки. Длина струйной трубки колеблется в пределах 70—170 мм, внутренний диаметр струйной трубки равен 4—6 мм, диаметр выходного отверстия конического насадка 1,5—2,0 мм. Линейное перемещение конца струйной трубки может достигать 1,0—2,0 мм в каждую сторону от нейтрального (среднего) положения, при котором ось струйной трубки совпадает с серединой имеющейся перемычки между входными окнами приемных сопел. Диаметр входных окон находится в пределах 2,0—3,0 мм, ширина перемычки между ними зависит от способов изготовления приемных сопел и составляет 0,15—0,5 мм.

В коническом насадке струйной трубки происходит увеличение скорости потока и соответственно кинетической энергии. Струя рабочей жидкости выходит из конического насадка с большой скоростью, отличается компактностью и способна на некотором расстоянии сохранять свою форму. Затем струя наталкивается на

плитку с приемными соплами и растекается по ее поверхности, образуя в центре небольшую вихревую зону.

Скорость рабочей жидкости в выходном сечении струйной трубки может быть найдена из уравнения Бернулли. Для сечений потока рабочей жидкости *I—I* на входе в струйную трубку и *II—II* на выходе из нее (см. рис. VIII.16, *б*) уравнение Бернулли получит вид

$$z_1+\frac{p_1}{\gamma}+\frac{\alpha_1 v_1^2}{2g}=z_2+\frac{p_2}{\gamma}+\frac{\alpha_2 v_2^2}{2g}+H_\Sigma, \qquad \text{(VIII.28)}$$

где H_Σ — суммарная потеря энергии на местные сопротивления и трение по длине при движении жидкости от сечения *I—I* до сечения *II—II*.

Разностью геометрических напоров (потенциальных энергий положения) z_1 и z_2 можно пренебречь в силу их малости по сравнению с другими членами уравнения. Считаем, что режим движения жидкости в сечениях *I—I* и *II—II* один и тот же. Тогда коррективы осреднения скорости одинаковы, т. е. $\alpha_1=\alpha_2=\alpha$. Согласно уравнению неразрывности

$$v_1 f_1 = v_2 f_2, \qquad \text{(VIII.29)}$$

где f_1 и f_2 — площади поперечных сечений потока соответственно на входе в струйную трубку и на выходе из нее;
v_1 и v_2 — скорости рабочей жидкости в сечениях *I—I* и *II—II*.

Следовательно, имеем

$$v_1^2 = v_2^2\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2. \qquad \text{(VIII.30)}$$

Представим величину потерь энергии потока через

$$H_\Sigma=\frac{p_\Sigma}{\gamma}, \qquad \text{(VIII.31)}$$

где p_Σ — суммарная потеря энергии потока, выраженная в единицах давления,

и подставим выражения (VIII.30) и (VIII.31) в уравнение Бернулли (VIII.28), получим

$$\frac{p_1-p_2-p_\Sigma}{\gamma}=\frac{\alpha v_2^2}{2g}\left(1-\frac{f_2^2}{f_1^2}\right). \qquad \text{(VIII.32)}$$

Из уравнения (VIII.32) имеем

$$v_2=\frac{1}{\sqrt{\alpha\left(1-\frac{f_2^2}{f_1^2}\right)}}\times\sqrt{\frac{2g}{\gamma}(p_1-p_2-p_\Sigma)}. \qquad \text{(VIII.33)}$$

В случае, когда $\alpha=1$, отношение $\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2$ мало и близко к нулю, и давление на выходе конического насадка равно атмосферному

($p_2 = 0$ ат), скорость рабочей жидкости на выходе из струйной трубки (из ее конического насадка) определяется по формуле

$$v_2 = \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(p_1 - p_\Sigma)}. \qquad (VIII.34)$$

В формуле (VIII.34) давление p_1 можно считать равным давлению p_0 питания гидравлического усилителя. В гидравлических усилителях со струйной трубкой скорость истечения струи равна 30—40 м/с и более.

Струя несжимаемой жидкости, истекающая в среду меньшей плотности (например, из струйной трубки в атмосферу), носит название свободной незатопленной струи. Незатопленная струя,

Рис. VIII.17. Истечение струи из конического насадка:

а — структура свободной затопленной струи, истекающей из конического насадка; *б* — перекрытие входных окон *1* приемных сопел переходным сечением *2* струи при нейтральном положении струйной трубки; *в* — неодинаковое перекрытие входных окон *1* приемных сопел переходным сечением *2* струи при отклонении струйной трубки от нейтрального положения

двигаясь в воздушной среде, нарушает свою компактность. Она разбивается на отдельные аэрированные струйки, увлекая за собой воздух. Струя несжимаемой жидкости, истекающая в среду равной плотности (например, из струйной трубки под уровень той же жидкости), называется свободной затопленной струей. Движение такой струи происходит без распада потока на отдельные струйки. Однако из-за наличия осевого и поперечного движения частиц в турбулентной затопленной струе между ней и окружающей средой происходит обмен масс через пограничный слой. Поэтому масса движущегося потока возрастает, а скорость струи постепенно уменьшается. Поскольку процесс обмена масс не сразу охватывает все тело струи, то в начальном участке ее, как это видно на рис. VIII.17, *а*, образуется ядро постоянных скоростей, равных скорости на срезе конического насадка.

Длина начального участка круглой струи, ограниченная сечением, в котором заканчивается ядро постоянных скоростей (переходное сечение *ПС* на рис. VIII.17, *а*), определяется по выражению

$$l_н = 4{,}19 d_{вых}, \qquad (VIII.35)$$

здесь $d_{вых}$ — диаметр выходного отверстия струйной трубки.

Диаметр струи в переходном сечении *ПС* равен

$$d_{пс} = 12 d_{вых} \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}, \qquad \text{(VIII.36)}$$

где ψ — угол конуса расширяющейся струи.

Для эффективного использования кинетической энергии струи необходимо выбрать оптимальный зазор между торцом конического насадка и плоскостью входных окон приемных сопел ($l_н$). Диаметр струи в переходном сечении определяет диаметр входных окон и размер перемычки между ними, так как в нейтральном (среднем) положении струйной трубки струя рабочей жидкости, истекающая из конического насадка, перекрывает одинаково входные окна приемных сопел. В этом случае (рис. VIII.17, *б*)

$$2d_{вх} + b \leqslant d_{пс}, \qquad \text{(VIII.37)}$$

где $d_{вх}$ — диаметр входных окон приемных сопел;
b — ширина перемычки между входными окнами.

Ось струйной трубки может быть расположена как горизонтально, так и вертикально. При вертикальном расположении (коническим насадком вниз) реакция истекающей струи

$$R_{ст} = \rho Q v_2, \qquad \text{(VIII.38)}$$

где ρ — плотность рабочей жидкости;
Q — расход рабочей жидкости через струйную трубку;
v_2 — скорость рабочей жидкости на выходе из конического насадка, действует против сил веса и уменьшает силы трения в опорах струйной трубки.

Принцип действия гидравлического усилителя со струйной трубкой основан на динамическом взаимодействии частиц жидкости струи, истекающей из конического насадка, с частицами жидкости в приемных соплах.

В нейтральном (среднем) положении струйной трубки ее ось совпадает с серединой перемычки между входными окнами приемных сопел и усилия, приложенные к струйной трубке со стороны датчика или преобразующего элемента и со стороны пружины, создают одинаковые моменты относительно оси вращения струйной трубки. Струя, вытекающая из конического насадка, ударяется о рабочую жидкость, находящуюся в приемных соплах, и в нейтральном положении струйной трубки вследствие одинакового перекрытия входных окон приемных сопел создает в них равные давления. Так как гидравлический двигатель, подключенный к гидравлическому усилителю со струйной трубкой, при этом неподвижен, то и рабочая жидкость в приемных соплах не перемещается. Рабочая жидкость, поступающая из струйной трубки, заполняет колпачок и переливается из него в корпус гидравлического усилителя, а затем поступает по сливной линии в резервуар насоса.

При изменении усилия датчика или преобразующего элемента возникает разность моментов, приложенных к струйной трубке, и трубка отклоняется от нейтрального положения. В этом случае

струя, истекающая из насадка, перекрывает входные окна приемных сопел уже различно (рис. VIII.17, *в*). Это различие заключается в изменении площадей входных окон, перекрываемых струей, в перераспределении скоростей частиц жидкости по площади каждого входного окна, а также в изменении направлений скоростей в плоскости входных окон (см. рис. VIII.19). В результате в одном из приемных сопел давление рабочей жидкости возрастает, а в другом падает. Образовавшийся перепад давлений приводит в движение гидравлический двигатель, и в приемных соплах и соединительных трубопроводах возникает поток рабочей жидкости. Через одно из сопел жидкость поступает к гидравлическому двигателю, а через другое идет из нерабочей полости гидравлического двигателя в колпачок, корпус усилителя и далее по сливной линии в бак насоса.

При неподвижном гидравлическом двигателе струя взаимодействует с рабочей жидкостью в приемных соплах и создает в них давления, набегая как бы на неподвижную преграду. При перемещении гидравлического двигателя рабочая жидкость движется в приемных соплах и струя набегает как бы на подвижную стенку. В последнем случае в одном приемном сопле жидкость движется в том же направлении, что и струя, а в другом — навстречу. В результате при одинаковых положениях струйной трубки давления, создаваемые струей в приемных соплах при перемещении гидравлического двигателя, отличаются от давлений при неподвижном гидравлическом двигателе.

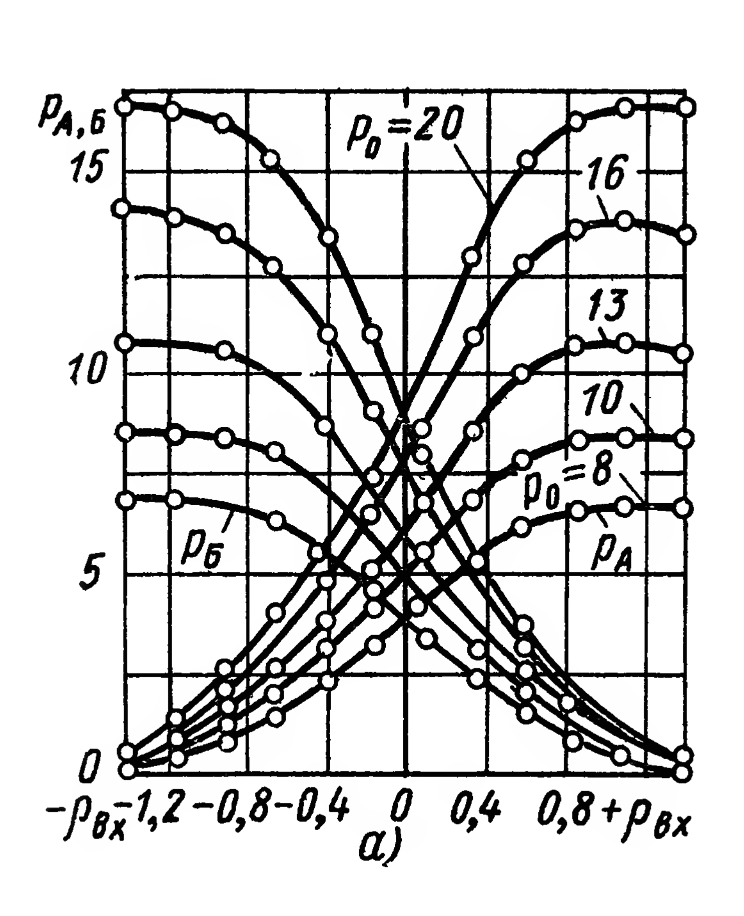
Таким образом, формирование давлений (или перепада давлений) рабочей жидкости в приемных соплах зависит от динамического взаимодействия струи, истекающей из насадка струйной трубки, с неподвижной или движущейся жидкостью, находящейся в приемных соплах. Следовательно, физическая картина образования перепада давлений на выходе гидравлического усилителя со струйной трубкой отличается от образования перепада давлений в междроссельных камерах усилителей с золотником или с соплом и заслонкой.

Входной величиной (координатой) гидравлического усилителя со струйной трубкой является ее угол поворота или пропорциональное ему линейное перемещение конца струйной трубки.

На рис. VIII.18, *а* изображен типичный характер зависимости давлений в приемных соплах от перемещения $\rho_{вх}$ конца струйной трубки при различных постоянных давлениях p_0 питания и отсутствии расхода рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя со струйной трубкой.

Отклонение $\rho_{вх}$ конца струйной трубки или угол φ ее поворота от нейтрали и внешняя нагрузка на гидравлический двигатель определяют расход Q рабочей жидкости, поступающей к гидравлическому двигателю, а следовательно, и скорость его перемещения. На рис. VIII.18, *б* приведена зависимость расхода рабочей жидкости на выходе усилителя от перемещения конца струйной трубки при нулевом перепаде давлений Δp в приемных соплах.

Аналогично гидравлическим усилителям с золотником или с соплом — заслонкой в гидравлическом усилителе со струйной трубкой зависимость между перепадом давлений в приемных соплах, расходом рабочей жидкости на выходе усилителя и его входной координатой (перемещением конца струйной трубки или углом ее поворота) описывается обобщенной характеристикой.



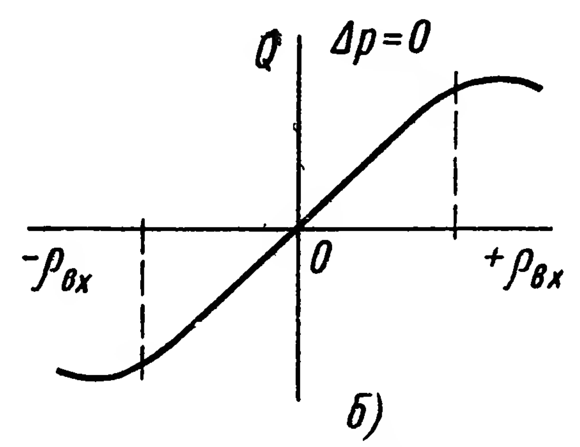


Рис. VIII.18. Статические характеристики усилителя:

а — зависимость давлений $p_А$, $p_Б$ в приемных соплах от входной координаты $\rho_{вх}$ и постоянного давления p_0 питания гидравлического усилителя со струйной трубкой при отсутствии расхода рабочей жидкости на выходе усилителя; *б* — зависимость расхода рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя со струйной трубкой от его входной координаты при нулевом перепаде давлений в приемных соплах

Во входных окнах приемных сопел гидравлического усилителя со струйной трубкой происходит дросселирование потока рабочей жидкости, сопровождающееся потерями давления. Дросселирование вызвано тем, что при повороте струйной трубки векторы скоростей частиц жидкости изменяют свои направления и величины в каждой точке поперечного сечения входных окон (рис. VIII.19). В силу этого гидравлический усилитель со струйной трубкой можно условно представить схемой, показанной на рис. VIII.20. В этом случае путь движения рабочей жидкости от плоскости одного входного окна через гидравлический двигатель до плоскости другого входного окна представляет собой гидравлическую цепочку с последовательно расположенными дросселями *1* и *2* с переменными проходными сечениями.

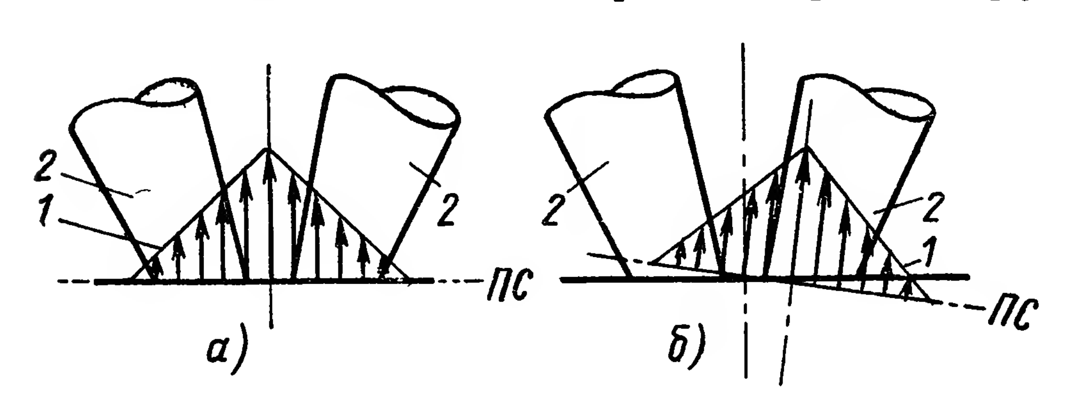


Рис. VIII.19. Расположение эпюры *1* скоростей частиц жидкости в переходном сечении ПС струи, истекающей из струйной трубки, по отношению ко входным окнам приемных сопел *2*:

а — при нейтральном положении струйной трубки; *б* — при отклонении струйной трубки от нейтрального положения

Гидравлический усилитель со струйной трубкой представляет усилитель мощности. На управление усилителем на его входе за-

трачивается небольшая мощность. Она расходуется на преодоление различных сил, препятствующих повороту струйной трубки с какой-либо скоростью. При этом на выходе гидравлического усилителя со струйной трубкой возможно получить значительную мощность в виде мощности потока рабочей жидкости. Эта мощность, являющаяся произведением перепада Δp и расхода Q рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя, во много сотен раз превышает мощность управления усилителем.

Рис. VIII.20. Схема гидравлического усилителя со струйной трубкой

Преимуществами гидравлических усилителей со струйной трубкой являются простота их конструкции и регулировки, возможность работы на слабоочищенных рабочих жидкостях, надежность в эксплуатации.

Недостатками гидравлических усилителей со струйной трубкой являются неполное использование мощности потока рабочей жидкости, подводимой к усилителю, вследствие холостого перетока жидкости в месте взаимодействия струи с приемными соплами и обусловленный этим невысокий к. п. д., возможность произвольного смещения подвижных частей гидравлического двигателя при изменении внешней нагрузки на него (если двигатель подключен к усилителю со струйной трубкой без обратных связей), несколько увеличенные габариты и вес и меньшая чувствительность по сравнению с другими классами гидравлических усилителей.

5. СХЕМЫ И ПРИНЦИПЫ ДЕЙСТВИЯ ДВУХКАСКАДНЫХ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для увеличения мощности потока рабочей жидкости на выходе гидравлических усилителей приходится подключать их к источникам питания с высоким давлением и большим расходом жидкости. Однако размеры проходных сечений в гидравлических усилителях (окон в гильзе золотника, выходных отверстий сопел или струйных трубок) обычно невелики и рассчитаны на ограниченный расход. Увеличение расхода рабочей жидкости, поступающей от источника питания, вызывает увеличение размеров проходных сечений с целью избежать возникновения кавитации. Это приводит к увеличению общих размеров однокаскадных гидравлических усилителей. Кроме того, с ростом давлений и расходов рабочей жидкости, а также габаритов усилителей, увеличиваются мощности, затрачиваемые на управление гидравлическими усилителями, вследствие увеличения усилий, необходимых для перестановки подвижных элементов. Эти усилия обусловлены значительными силами трения, осевыми гидродинамическими и боковыми неуравновешенными силами, а также облитерационными и другими силами. В результате резко снижается чувствительность гидравлических усилителей к управляющему сигналу, а следовательно, и чувствительность гидроприводов в системе управления в целом.

Для получения большой мощности на выходе гидравлических усилителей при сохранении одновременно их высокой чувствительности применяют гидравлические усилители с несколькими ступенями (каскадами) усиления, чаще всего с двумя каскадами усиления. Принцип работы таких гидравлических усилителей заключается в том, что усилитель первого каскада с ограниченным расходом и малым давлением питания рабочей жидкости приводит в действие усилитель второго каскада с большим расходом и высоким давлением питания рабочей жидкости.

Каскады усиления двухкаскадных гидравлических усилителей могут представлять собой как конструктивно однородные (например, двойной золотник), так и конструктивно разнородные усилители (например, сопло — заслонка и золотник). В большинстве систем автоматического регулирования вторые каскады усиления двухкаскадных гидравлических усилителей выполняются в виде золотников, в то время как первые каскады усиления выполняются различными.

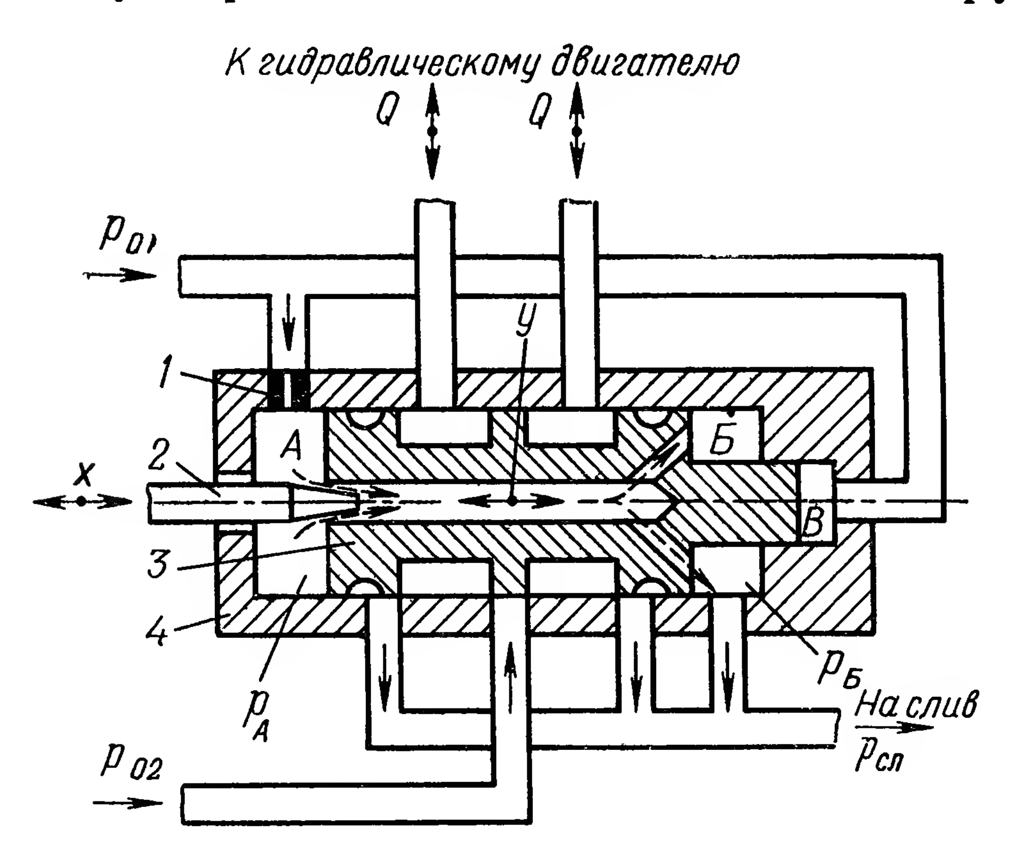


Рис. VIII.21. Схема двухкаскадного гидравлического усилителя с иглой и золотником

В зависимости от расположения дросселей в первом каскаде усиления двухкаскадные гидравлические усилители, наиболее распространенные в гидравлических приводах для систем управления, можно разделить на две группы: с последовательным включением дросселей, с параллельным включением дросселей.

На рис. VIII.21 изображена принципиальная схема двухкаскадного гидравлического усилителя, называемого усилителем с иглой и золотником и имеющего в первом каскаде усиления два последовательно расположенных дросселя [2].

Первый каскад усиления имеет дроссель *1* с постоянным проходным сечением, междроссельную камеру *А* и иглу *2*, которая совместно с отверстием в торце плунжера *3* представляет дроссель с переменным проходным сечением (x — перемещение иглы). Внутренний канал в плунжере сообщается с камерой *Б*. Второй каскад усиления — золотник, состоящий из плунжера *3* и гильзы *4*.

Первый каскад усиления питается от источника с небольшим постоянным давлением p_{01} и ограниченным расходом рабочей жидкости. Рабочая жидкость проходит через дроссель *1*, камеру *А*, проходное сечение между иглой *2* и кромкой отверстия в плунжере *3* и далее по внутреннему каналу в плунжере золотника попадает в камеру *Б*, а затем на слив. Источник питания первого

каскада усиления соединен также с камерой *В*. Игла имеет диаметр порядка 3 мм. Конец иглы может иметь различную форму. Иногда иглу выполняют в виде полого цилиндра, на боковой поверхности которого фрезеруются окна. При малом давлении питания первого каскада усилие и мощность, необходимые для перемещения иглы, незначительны.

Второй золотниковый каскад усиления имеет плунжер большого диаметра и питается от источника с повышенным постоянным давлением p_{02} и значительным расходом рабочей жидкости. Поэтому мощность потока рабочей жидкости на выходе второго каскада усиления имеет бóльшую величину.

В нейтральном положении гидравлического усилителя буртики плунжера *3* перекрывают окна в гильзе *4* и гидравлический двигатель не движется. При этом плунжер находится в равновесии и, если пренебречь силами трения, можно записать

$$p_{А0}F_А = p_{Б0}F_Б + p_{В0}F_В, \qquad \text{(VIII.39)}$$

где $p_{А0}$, $p_{Б0}$ — давления рабочей жидкости в момент равновесия соответственно в камерах *А* и *Б* усилителя;

$p_{В0} = p_{01}$ — давление рабочей жидкости в полости *В* усилителя, всегда равное давлению питания первого каскада;

$F_А$, $F_Б$, $F_В$ — площади торцов плунжера золотника соответственно в камерах *А*, *Б* и *В*.

Давление рабочей жидкости в камере *Б* равно давлению $p_{сл}$ жидкости на линии слива. Давление $p_{сл}$ можно считать постоянным и близким к нулю. Так как площадь $F_А$ больше площадей $F_Б$ и $F_В$, то равновесие плунжера возможно лишь при давлении $p_{А0}$ в междроссельной камере, меньшем давления питания p_{01}. В этом случае между иглой и отверстием в торце плунжера должен существовать некоторый начальный зазор, через проходное сечение которого пойдет поток рабочей жидкости на линию слива.

При перемещении иглы управляющим элементом изменяется площадь проходного сечения между иглой и кромкой отверстия в плунжере и, как следствие, сопротивление истечению жидкости в данном сечении. Это приводит к изменению расхода через проходное сечение и давления $p_А$ рабочей жидкости в камере *А*. Допустим, что игла сместилась немного влево от своего нейтрального положения. При этом давление в междроссельной камере *А* начинает падать из-за увеличения расхода рабочей жидкости из камеры *А*. Изменение давления вызывает появление неуравновешенного усилия

$$p_{Б0}F_В + p_{01}F_В > p_АF_А, \qquad \text{(VIII.40)}$$

перемещающего плунжер также влево. При этом силы трения не учитывают. Перемещение плунжера, если пренебречь еще и осевой гидродинамической силой, происходит до тех пор, пока он, набегая на иглу, не переместится на ту же величину *x*, что и игла. В

этот момент положение иглы по отношению к отверстию в торце плунжера будет идентично исходному положению, давление в камере A увеличится и равновесие восстановится. Перемещаясь, плунжер золотника открывает окна в гильзе и в гидравлическом двигателе возникает перепад давлений, приводящий его в движение. Аналогичная картина имеет место и при смещении иглы направо. И в этом случае плунжер золотника под действием неуравновешенного усилия, как говорят, отслеживает перемещение иглы.

Золотник, обладающий свойством отслеживать перемещение какого-либо элемента, часто называют следящим золотником. С позиций теории автоматического регулирования слежение золотника, например, за перемещением иглы в рассмотренном двухкаскадном гидравлическом усилителе, обусловлено наличием в нем внутренней неявной отрицательной обратной связи между вторым и первым каскадами усиления (рис. VIII.22). Коэффициент усиления такой

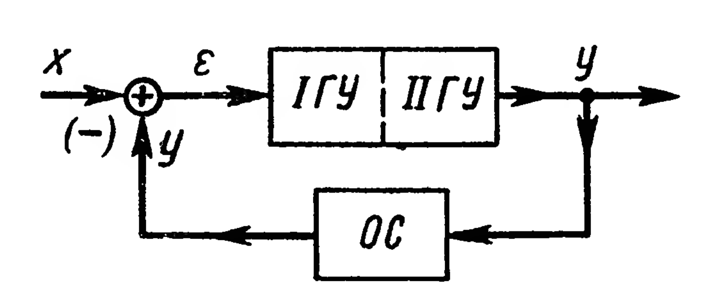


Рис. VIII.22. Схема обратной связи в двухкаскадном гидравлическом усилителе с иглой и золотником:

IГУ — первый гидравлический каскад усиления; *IIГУ* — второй гидравлический каскад усиления; *ОС* — внутренняя отрицательная обратная связь

обратной связи при принятых выше допущениях равен единице. Действительная точность слежения зависит от характера и величины сил трения между плунжером золотника и его гильзой, а также от величины осевой гидродинамической силы, которая была опущена в неравенстве (VIII.40).

Существование в гидравлических усилителях внутренних отрицательных обратных связей между каскадами усиления является дополнительным признаком классификации многокаскадных, в частности двухкаскадных, гидравлических усилителей. По этому признаку многокаскадные гидроусилители могут быть разделены на следящие и неследящие.

Преимуществом усилителя с иглой и золотником является минимальная затрата мощности на управление первым каскадом усиления при сохранении одновременно высокой чувствительности. При этом выходная мощность усилителя может достигать значительной величины.

Коэффициент усиления по мощности многокаскадных гидравлических усилителей представляет собой произведение коэффициентов усиления по мощности отдельных каскадов. Так, для рассмотренного двухкаскадного гидравлического усилителя

$$K_N = K_{N_1} K_{N_2}, \qquad \text{(VIII.41)}$$

где K_{N_1} и K_{N_2} — коэффициенты усиления по мощности соответственно первого и второго каскадов усиления.

При этом

$$N_1 = \Delta p_{пл} Q_{пл} = (p_A - p_{A0}) F_A \dot{y}; \quad \text{(VIII.42)}$$

$$N_2 = \Delta p Q = (p_1 - p_2) F_п \dot{x}_{вых}, \quad \text{(VIII.43)}$$

где $Q_{пл}$ — расход, определяющий скорость перемещения плунжера золотника без учета утечек рабочей жидкости через него;

y — координата плунжера золотника;

p_1 и p_2 — давления на выходе второго каскада усиления (или давления в полостях гидравлического двигателя, подключенного к усилителю, если пренебречь потерями энергии потока в соединительных трубопроводах);

$F_п$ — рабочая площадь поршня гидравлического двигателя;

$x_{вых}$ — координата поршня гидравлического двигателя.

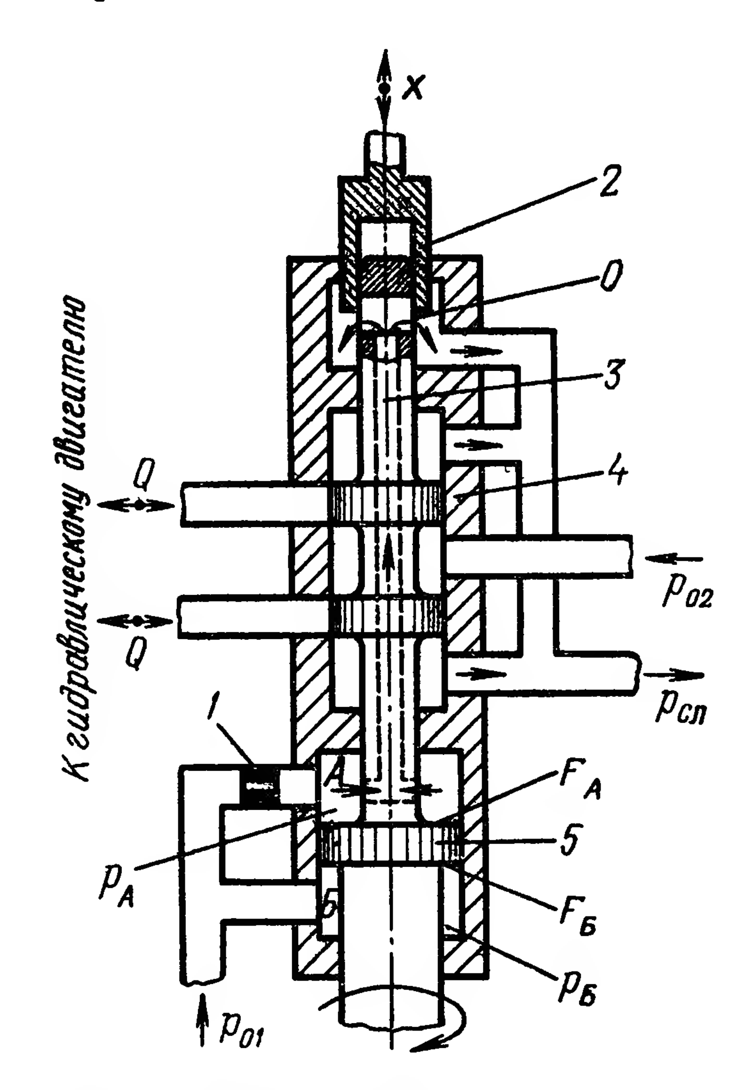


Рис. VIII.23. Схема двухкаскадного гидравлического усилителя со втулкой и золотником

Коэффициент усиления по мощности в двухкаскадных гидравлических усилителях может достигать нескольких тысяч (например, в двухкаскадном усилителе с иглой и золотником он имеет порядок 12—20 тыс.).

В двухкаскадных гидравлических усилителях первый каскад усиления может быть выполнен также в виде дросселя *1* с постоянным проходным сечением (рис. VIII.23), междроссельной камеры *А* и втулки *2*, дросселирующей поток рабочей жидкости в окнах *О* аналогично игле, а второй каскад оставлен неизменным в виде золотникового усилителя [4].

Цилиндрическая втулка *2* надета на верхний хвостовик плунжера *3* золотника и перемещается вдоль оси усилителя управляющим элементом. При движении втулки ее нижний край открывает или закрывает окна *О*, имеющиеся в верхнем хвостовике плунжера, изменяя их проходные сечения. Втулка *2* вместе с окнами *О* представляет собой дроссель с переменным проходным сечением.

Питание первого каскада усиления производится через дроссель *1* от источника с небольшим постоянным давлением p_{01} и небольшим расходом рабочей жидкости. Внутри плунжера золотника имеется канал, по которому рабочая жидкость, пройдя дроссель *1* и камеру *А*, поступает к окнам *О* и далее на слив. Нижний хвостовик плунжера золотника имеет буртик *5* с различными площадями F_A и $F_Б$

своих торцов. На площадь $F_А$ действует давление рабочей жидкости, имеющееся в камере A, а на площадь $F_Б$ — постоянное давление $p_Б$, равное давлению p_{01} питания первого каскада.

Второй золотниковый каскад усиления подключен к источнику питания с высоким давлением p_{02} рабочей жидкости и большим расходом.

В нейтральном положении гидравлического усилителя плунжер *3* своими буртиками закрывает окна в гильзе *4* золотника и рабочая жидкость в полости гидравлического двигателя не поступает. В этом положении втулка *2* перекрывает окна O примерно наполовину и через образовавшееся начальное проходное сечение идет поток рабочей жидкости от источника питания первого каскада усиления на линию слива. Плунжер в этот момент находится в равновесии под действием приложенных к нему сил. Допустим, что в рабочем состоянии ось плунжера вертикальна, т. е., учитывая силу веса плунжера, уравнение его равновесия можно записать в виде

$$p_{А0}F_А + G_{пл} = p_{01}F_Б, \qquad \text{(VIII.44)}$$

где $p_{А0}$ — давление рабочей жидкости в камере A в момент равновесия;

$G_{пл}$ — вес плунжера.

При этом силой трения пренебрегаем. Так как площадь $F_А$ больше площади $F_Б$, то во все моменты равновесия давление $p_{А0}$ должно быть меньше давления $p_Б = p_{01}$. Выполнение этого условия возможно только при существовании потока рабочей жидкости через дроссель *1*, камеру A, внутренний канал в плунжере *3* и окна O на слив.

Перемещение x втулки управляющим элементом изменяет площадь проходного сечения окон O, что приводит к изменению давления в камере A. Допустим, что втулка опустилась на какую-то величину по отношению к своему начальному положению, соответствующему нейтральному положению плунжера. В результате этого проходное сечение окон O уменьшилось, сопротивление истечению возросло, расход рабочей жидкости через окна уменьшился и давление в камере A увеличилось. Равновесие плунжера нарушилось, и он под действием усилия

$$p_А F_А > p_{01}F_Б - G_{пл} \qquad \text{(VIII.45)}$$

начал опускаться, открывая окна в гильзе. Рабочая жидкость, питающая второй каскад усиления, при этом поступает к гидравлическому двигателю, и он приходит в движение. В результате опускания плунжера площадь проходного сечения окон O вновь увеличивается до тех пор, пока не наступит равновесие плунжера, описываемое равенством (VIII.44). Новое состояние равновесия, если пренебречь осевой гидродинамической силой и силами трения, возможно лишь в том случае, когда перемещение плунжера равно перемещению втулки, т. е. плунжер отслеживает движение втулки.

На перемещение втулки затрачивается небольшая мощность. Выходная же мощность усилителя в виде мощности потока рабочей жидкости на выходе второго каскада усиления может быть значительной.

Большое влияние на работу рассмотренного двухкаскадного гидравлического усилителя оказывают силы трения между втулкой и плунжером золотника, снижающие чувствительность первого каскада усиления. Для уменьшения этих сил плунжер приводится во вращательное движение (рис. VIII.23). Это одновременно позволяет уменьшить и силы трения между плунжером и гильзой, что, в свою очередь, повышает чувствительность второго каскада усиления.

Иногда сила давления рабочей жидкости, действующая на плунжер *3* снизу (в камере *Б*), заменяется усилием пружины. Принципиальная схема модифицированного двухкаскадного гидравлического усилителя изображена на рис. VIII.24. В этой схеме только на один торец с площадью $F_А$ буртика *5* действует давление рабочей жидкости, имеющееся в камере *А*. Снизу на буртик *5* опирается пружина *6*. Условие начального равновесия плунжера, соответствующее нейтральному положению гидравлического усилителя этой схемы, имеет вид

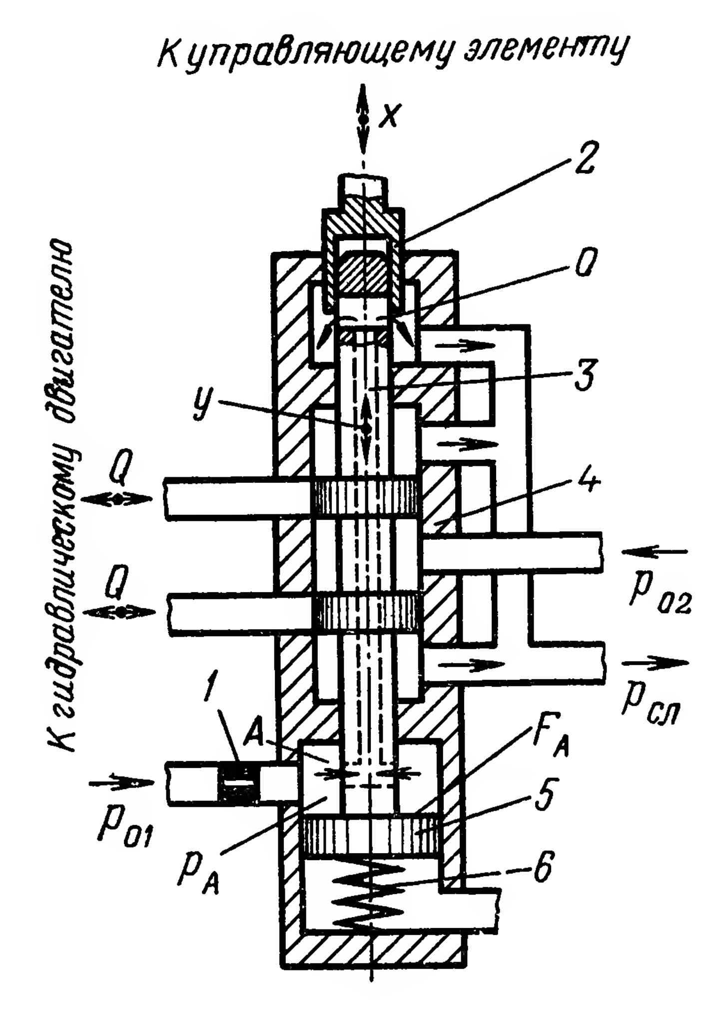


Рис. VIII.24. Схема модификации двухкаскадного гидравлического усилителя со втулкой и золотником

$$p_{А0}F_А + G_{пл} = S_0, \quad \text{(VIII.46)}$$

где S_0 — усилие пружины в момент начального равновесия.

Условие (VIII.46) выполняется только в начальном положении равновесия. Каждое новое состояние равновесия, возникающее при смещении плунжера золотника относительно нейтрального положения, отличается от начального и описывается равенством

$$p_{Аi}F_А + G_{пл} = S_i, \quad \text{(VIII.47)}$$

где $p_{Аi}$ — давление рабочей жидкости в камере *А* в момент нового равновесия;

S_i — усилие пружины в момент нового равновесия;

$$S_i = S_0 \pm cy, \quad \text{(VIII.48)}$$

где c — жесткость пружины *6* (рис. VIII.24);

y — перемещение плунжера *3*, отсчитываемое от его нейтрального положения.

В рассматриваемом гидравлическом усилителе плунжер золотника не отслеживает полностью перемещение x втулки, так как усилие пружины зависит от хода плунжера. Давление в камере *А*,

уравновешивающее это усилие, должно быть различным в каждом новом равновесном положении плунжера. Последнее возможно лишь при существовании некоторого рассогласования между перемещениями втулки и плунжера золотника.

Принципиальная схема двухкаскадного гидравлического усилителя, имеющего в первом каскаде усилитель со струйной трубкой, а во втором каскаде усилитель с золотником, изображена на рис. VIII.25. Струйная трубка *1* управляет перемещением плунжера *3* золотника, изменяющего подачу рабочей жидкости в гидравлический двигатель. С этой целью в гильзе *4* золотника выполнено дополнительное окно *О*, в пределах которого может свободно

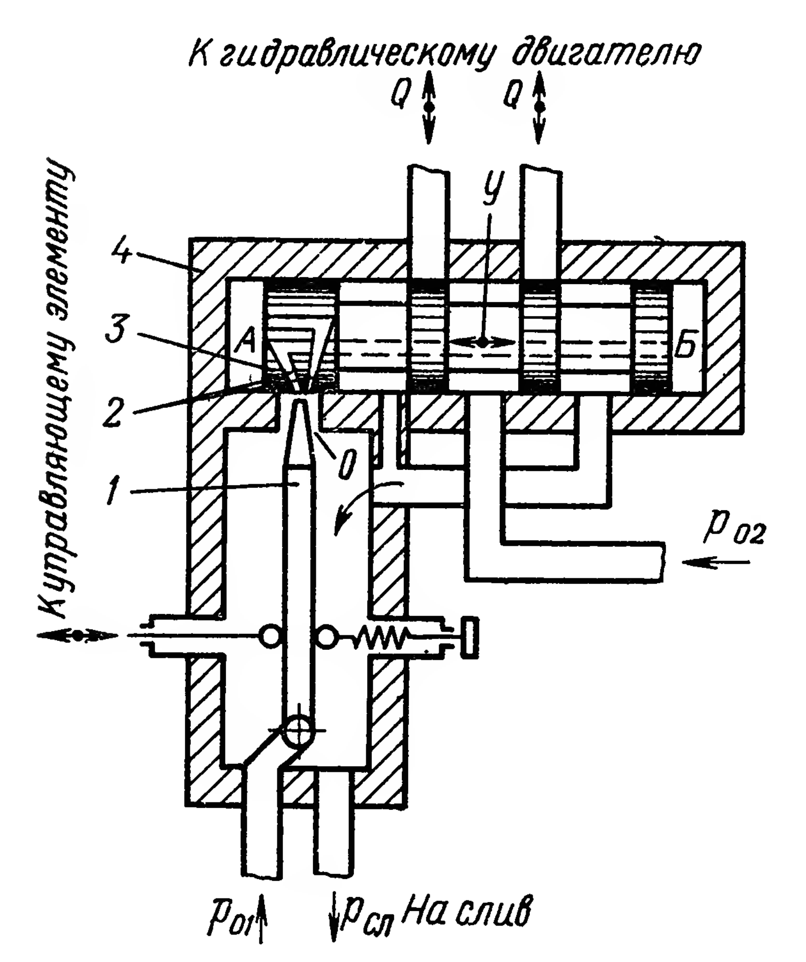


Рис. VIII.25. Схема двухкаскадного гидравлического усилителя со струйной трубкой и золотником

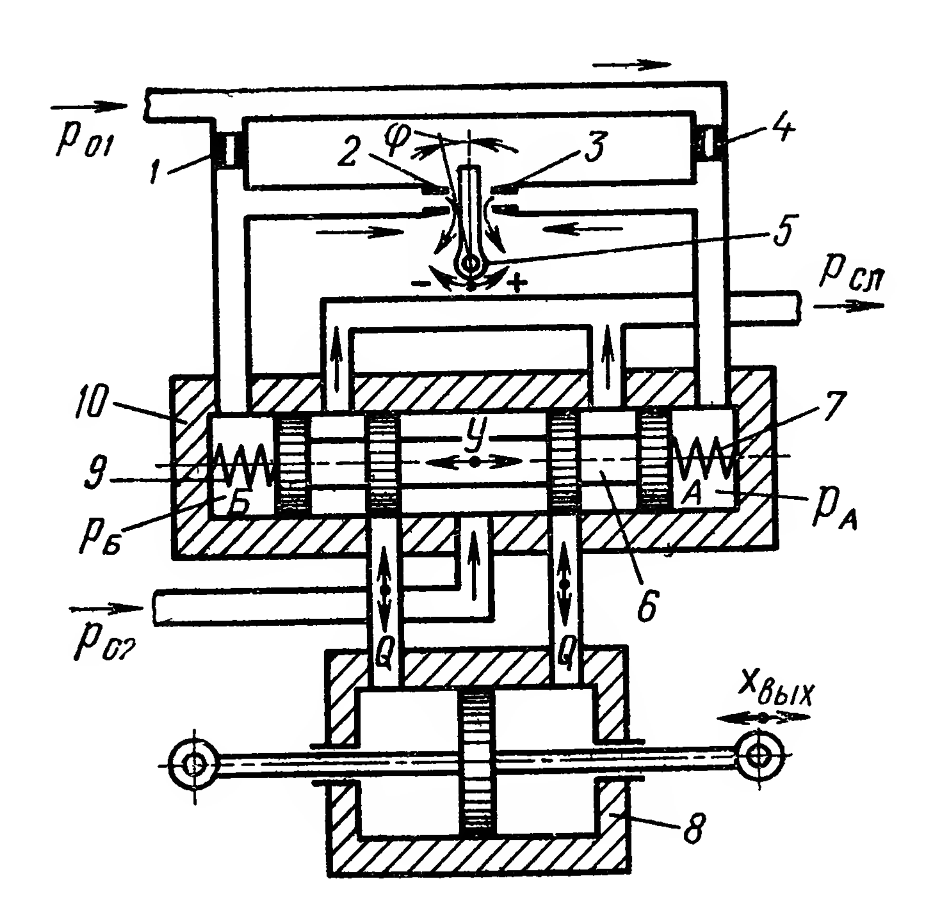


Рис. VIII.26. Схема двухкаскадного гидравлического усилителя с соплами — заслонкой и золотником совместно с гидравлическим двигателем

перемещаться конический насадок струйной трубки, а в плунжере золотника сделаны внутренние каналы, связывающие полости *А* и *Б* с приемными соплами *2*, расположенными в теле левого крайнего буртика плунжера. Отклонение струйной трубки от нейтрального положения, например направо вызывает повышение давления рабочей жидкости в правом приемном сопле и полости *А* и понижение давления в левом приемном сопле и полости *Б*. Разность сил давлений рабочей жидкости на торцы плунжера в полостях *А* и *Б* заставляет его перемещаться также направо. Плунжер перемещается до тех пор, пока перемычка между входными окнами приемных сопел вновь не окажется на оси выходного отверстия струйной трубки и давления в полостях *А* и *Б* не сравняются. Таким образом характерной чертой этого усилителя является опять-таки слежение плунжера за перемещением конца струйной трубки (ее конического насадка). При этом, если осевая гидродинамическая сила и силы тре-

ния плунжера о гильзу не учитываются, то плунжер золотника перемещается на ту же величину, что и конец струйной трубки. В реальных условиях работы точность слежения плунжера золотника за струйной трубкой составляет 0,015—0,020 мм.

На перемещение струйной трубки затрачивается небольшая мощность, развиваемая управляющим элементом. Мощность потока рабочей жидкости, подаваемой в полости *А* или *Б*, оказывается несколько большей, чем мощность управляющего элемента, но вполне достаточной для перемещения плунжера с определенной скоростью. Она представляет собой выходную мощность первого гидравлического каскада усиления и определяется по формуле

$$N_1 = \Delta p_{пл} Q_{пл}, \qquad (VIII.49)$$

где $\Delta p_{пл} = p_А - p_Б$ — перепад давлений рабочей жидкости в полостях *А* и *Б*;

$Q_{пл}$ — расход рабочей жидкости, поступающей в полость *А*, без учета утечек через зазоры между плунжером и гильзой:

$$Q_{пл} = F_{пл} \dot{y}, \qquad (VIII.50)$$

где $F_{пл}$ — площадь плунжера золотника;

$\dot{y}$ — скорость перемещения плунжера золотника.

Выходная мощность второго каскада усиления имеет большую величину и равна

$$N_2 = \Delta p Q, \qquad (VIII.51)$$

где Δp — перепад давлений на выходе усилителя с золотником,

Q — расход рабочей жидкости, поступающей к гидравлическому двигателю.

Двухкаскадные гидравлические усилители, применяющиеся в гидравлических приводах для систем автоматического регулирования, могут иметь первый каскад усиления, выполненный по дифференциальной (мостовой) схеме, в которой дроссели включены параллельно. Рассмотрим один из таких гидравлических усилителей.

Широкое распространение получил двухкаскадный гидравлический усилитель, принципиальная схема которого совместно с гидравлическим двигателем показана на рис. VIII.26. Первый каскад усиления содержит два сопла *2* и *3* с заслонкой *5* и два дросселя *1* и *4* с постоянными проходными сечениями, включенные в дифференциальную схему. Заслонка *5* поворачивается на угол φ управляющим элементом. Первый каскад усиления питается рабочей жидкостью с небольшими давлением p_{01} и расходом.

Второй каскад усиления выполнен в виде усилителя с золотником, плунжер *6* которого расположен в гильзе *10* и находится под воздействием пружин *7* и *9*, помещенных в междроссельные камеры *А* и *Б* справа и слева от плунжера. Междроссельные камеры *А* и *Б* являются частями внутренней полости гильзы *10*. Второй каскад усиления питается рабочей жидкостью под большим давлением p_{02} и способен пропустить большой расход.

При нейтральном положении гидравлического усилителя заслонка 5 расположена вертикально ($\varphi = 0$), зазоры между ней и торцами сопел одинаковы, а давления $p_А$ и $p_Б$ в междроссельных камерах равны друг другу. В этот момент плунжер 6 золотника под действием равных начальных усилий пружин 7 и 9 также находится на нейтрали, перекрывая своими буртиками окна в гильзе 10.

Поворот заслонки 5 на некоторый угол влечет за собой изменение давлений рабочей жидкости в камерах *А* и *Б*. В одной камере давление увеличивается, а в другой уменьшается. Под действием неуравновешенных сил давления рабочей жидкости на торцы плунжера 6 в камерах *А* и *Б* плунжер начинает перемещаться, открывая окна в гильзе 10. В этот момент рабочая жидкость от источника питания второго каскада устремляется к гидравлическому двигателю 8 и он приходит в движение. Перемещение плунжера 6 прекращается тогда, когда силы давления рабочей жидкости на его торцы уравновесятся усилием пружин 7 и 9. Выравнивание давлений в междроссельных камерах *А* и *Б* при установке заслонки 5 в нейтральное положение возвращает плунжер 6 также в нейтральное положение и доступ рабочей жидкости к гидравлическому двигателю прекращается.

Мощность, затрачиваемая на управление первым каскадом усилителя очень мала, а имеющаяся на выходе второго каскада усиления значительна. Одновременно с этим данный двухкаскадный гидравлический усилитель обладает высокой чувствительностью к входному управляющему сигналу.

Рассмотренный двухкаскадный гидравлический усилитель не является следящим. В нем осуществляется лишь перемещение плунжера золотника пропорционально входной координате гидроусилителя, т. е. углу поворота заслонки. Внутренней отрицательной обратной связи гидравлический усилитель не имеет.

Общим недостатком всех рассмотренных выше двухкаскадных гидравлических усилителей является холостой перепуск рабочей жидкости (утечки ее) в первых каскадах усиления. Эти утечки накладывают ограничения на энергетические возможности гидравлических источников питания, имеющихся в системах управления. Однако подобный холостой перепуск, аналогичный перепуску рабочей жидкости в гидравлическом усилителе с золотником, имеющим отрицательное перекрытие, является одной из причин высокой чувствительности. В ряде случаев холостой перепуск рабочей жидкости путем соответствующего расчета гидравлического усилителя возможно уменьшить до минимума, определяемого техническими требованиями, предъявляемыми к гидравлическому усилителю. Кроме того, на работу некоторых из рассмотренных двухкаскадных гидравлических усилителей оказывает влияние изменение вязкости рабочей жидкости от температуры. Уменьшение этого влияния может быть достигнуто путем стабилизации температуры рабочей жидкости на некотором собственном значении или на наибольшем значении внешней температуры. Гидравлические усилители с включе-

нием дросселей по дифференциальной (мостовой) схеме менее подвержены влиянию изменения вязкости рабочей жидкости вследствие колебаний ее температуры.

Применение двухкаскадных гидравлических усилителей позволяет повысить в системах управления выходную мощность гидравлических приводов, сохраняя при этом их высокую чувствительность и хорошие динамические качества.

6. СТАТИКА ДВУХКАСКАДНЫХ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Двухкаскадные гидравлические усилители, как звенья в общей цепи управления, обладают определенными статическими и динамическими свойствами. Статические свойства каждого гидравлического каскада усиления рассмотренных выше двухкаскадных гидравлических усилителей описывают две статические характеристики.

Первая статическая характеристика представляет зависимость перепада давлений Δp на выходе каскада усиления от входной координаты z гидроусилителя (x; y; h; $\rho_{вх}$; φ — в зависимости от типа каскада) при постоянном расходе Q рабочей жидкости на выходе. Входная координата — это величина, изменение которой на входе в гидравлический усилитель данного каскада усиления приводит гидравлический усилитель в действие. Так, например, в гидравлическом усилителе с соплом и заслонкой входной координатой является перемещение заслонки или угол поворота ее от нейтрального положения, в гидравлическом усилителе со струйной трубкой — линейное перемещение конца струйной трубки или угол ее поворота, в гидравлическом усилителе с золотником — перемещение плунжера. Так как величина постоянного расхода рабочей жидкости на выходе каскада усиления может быть различна, то в действительности может существовать не одна статическая характеристика, а их семейство

$$\Delta p = f_1 (z)_{Q = \text{const}}. \qquad \text{(VIII.52)}$$

Вторая статическая характеристика представляет зависимость расхода Q на выходе данного каскада усиления от его входной координаты z при постоянном перепаде давлений Δp рабочей жидкости на выходе. При этом также может существовать не одна характеристика, а их семейство

$$Q = f_2 (z)_{\Delta p = \text{const}}. \qquad \text{(VIII.53)}$$

Наиболее часто первая характеристика определяется при нулевом расходе рабочей жидкости на выходе каскада усиления, а вторая характеристика — при нулевом перепаде давлений.

Первая статическая характеристика называется силовой, или перепадной характеристикой, вторая — скоростной, или расходной.

Оба семейства статических характеристик могут быть объединены в одну характеристику, называемую обобщенной.

Для различных гидравлических усилителей, представляющих тот или иной каскад усиления, указанные статические характеристики имеют различный вид. Рассмотрим как определяются характеристики одного каскада на примере простейшего гидравлического

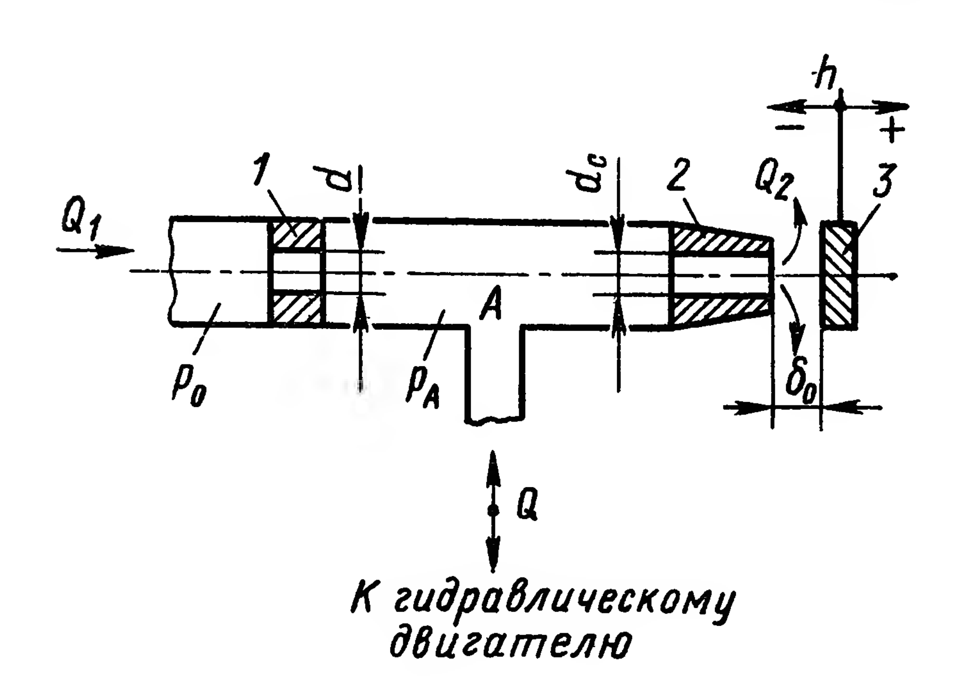


Рис. VIII.27. Схема простейшего гидравлического усилителя с соплом и заслонкой:

1 — дроссель с постоянной площадью проходного сечения; 2 — сопло; 3 — заслонка

усилителя с соплом и заслонкой, собранного по схеме гидравлической цепочки с двумя последовательно включенными дросселями (рис. VIII.27).

Найдем вначале силовую статическую характеристику

$$p_A = f_1(\delta)_{Q=0}, \qquad \text{(VIII.54)}$$

где p_A — давление рабочей жидкости в междроссельной камере A, равное давлению на выходе гидравлического усилителя;

$\delta = \delta_0 \pm h$ — зазор между соплом и заслонкой;

Q — расход рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя, т. е. в трубопроводе, соединяющем его с гидравлическим двигателем.

Характеристика определяется при постоянных давлениях p_0 питания усилителя и $p_{сл}$ среды, в которую жидкость истекает через сопло — заслонку.

При расходе $Q = 0$ рабочей жидкости на выходе усилителя, например, при заторможенном гидравлическом двигателе, расход Q_1 жидкости через дроссель с постоянным проходным сечением равен расходу Q_2 жидкости через дроссель с переменным проходным сечением (сопло — заслонку). Если истечение происходит в атмосферу ($p_c = 0$ ат), то эти расходы могут быть найдены по выражениям

$$Q_1 = \mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_A)}; \qquad \text{(VIII.55)}$$

$$Q_2 = \mu_2 f_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} p_A}, \qquad \text{(VIII.56)}$$

где μ_1 и μ_2 — коэффициенты расхода соответственно дросселя с постоянным проходным сечением и сопла с заслонкой;

f_1 и f_2 — площади проходных сечений соответственно дросселя с постоянным проходным сечением и сопла с заслонкой;

ρ — плотность рабочей жидкости.

В выражениях (VIII.55) и (VIII.56) фигурирует давление p_A при расходе $Q = 0$.

Для дросселя с постоянным проходным сечением, выполненного в виде втулки,

$$f_1 = \frac{\pi d^2}{4}, \qquad (VIII.57)$$

где d — диаметр проходного сечения в дросселе.

За площадь проходного сечения между соплом и заслонкой принимается площадь боковой поверхности цилиндра с высотой, равной зазору δ между соплом и заслонкой, и диаметром, равным диаметру d_c сопла, т. е.

$$f_2 = \pi d_c \delta. \qquad (VIII.58)$$

Введем величину

$$\sigma_г = \mu_1 \frac{\pi d^2}{4} \sqrt{\frac{2}{\rho}} \qquad (VIII.59)$$

и назовем ее гидравлической проводимостью дросселя с постоянным проходным сечением. Кроме этого, введем еще величину

$$a_2 = \mu_2 \pi d_c \sqrt{\frac{2}{\rho}}, \qquad (VIII.60)$$

которая является сомножителем в выражении (VIII.61) для гидравлической проводимости сопла с заслонкой, так как последняя

$$\sigma_c = \mu_2 \pi d_c \sqrt{\frac{2}{\rho}}\, \delta = a_2 \delta. \qquad (VIII.61)$$

Величины $\sigma_г$ и a_2 являются переменными, так как коэффициенты расхода μ_1 и μ_2 зависят от геометрической формы дросселей, через которые протекает рабочая жидкость, и от числа Рейнольдса.

Поскольку в рассматриваемом установившемся режиме

$$Q_1 = Q_2, \qquad (VIII.62)$$

то

$$\sigma_г \sqrt{p_0 - p_A} = a_2 \delta \sqrt{p_A}, \qquad (VIII.63)$$

откуда

$$p_A = \frac{\sigma_г^2 p_0}{\sigma_г^2 + a_2^2 \delta^2}. \qquad (VIII.64)$$

Полученное уравнение представляет собой силовую статическую характеристику гидравлического усилителя с соплом и заслонкой. Из уравнения (VIII.64) следует, что в установившихся режимах работы гидравлического усилителя каждому зазору между соплом и заслонкой соответствует определённое давление в междроссельной

камере при нулевом расходе рабочей жидкости на выходе усилителя. Общий вид этой зависимости показан на рис. VIII.28, *а*, где видно, что характеристика имеет линейный участок *I—II*, в пределах которого и наиболее жедательна работа усилителя. Если заслонка плотно соприкасается с торцом сопла, т. е. зазор между ним и заслонкой равен нулю, то давление рабочей жидкости в междроссельной камере будет равно давлению питания усилителя. Это получается и из уравнения (VIII.64), в котором при $\delta = 0$ $(p_A)_{Q=0} = p_0$.

Зазор между соплом и заслонкой можно представить в виде

$$\delta = \delta_0 \pm h, \tag{VIII.65}$$

где δ_0 — начальный зазор между соплом и заслонкой;

h — ход заслонки, отсчитываемый от начального зазора.

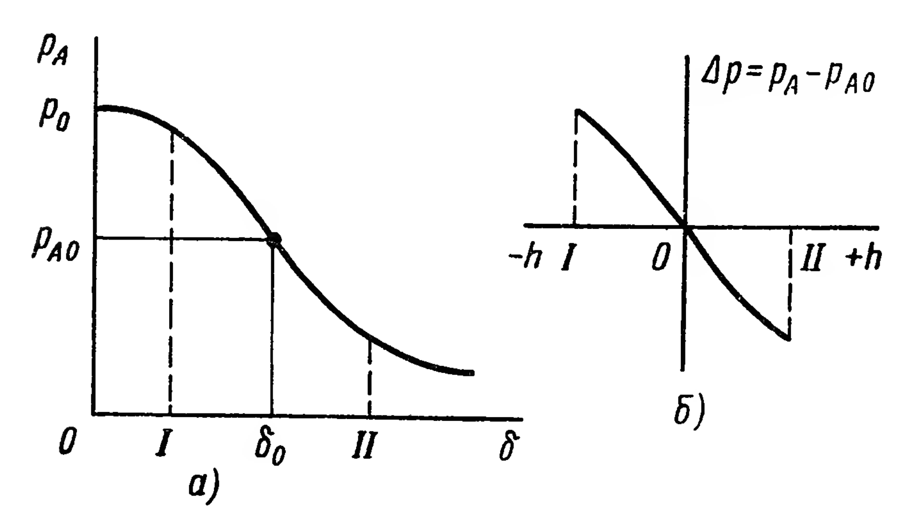


Рис. VIII.28. Статическая характеристика $p_A = f_1(\delta)_{Q=0}$ гидравлического усилителя с соплом и заслонкой:

а — общий вид; *б* — линейный участок

В этом случае уравнение (VIII.64) статической силовой характеристики получит вид

$$p_A = \frac{\sigma_г^2 p_0}{\sigma_г^2 + a_2^2(\delta_0 \pm h)^2}. \tag{VIII.66}$$

При нулевом перемещении заслонки ($h = 0$) давление рабочей жидкости в междроссельной камере и, следовательно, на выходе усилителя будет равно начальному (см. рис. VIII.28, *а*)

$$p_{A0} = \frac{\sigma_г^2 p_0}{\sigma_г^2 + a_2^2\delta_0^2}. \tag{VIII.67}$$

При этом часть статической характеристики, близкую к прямой, можно представить в виде графика, показанного на рис.VIII.28, *б*.

Наибольшее совпадение с экспериментальной статической характеристикой дает характеристика, рассчитанная по уравнениям (VIII.64) или (VIII.66) с учетом переменного коэффициента μ_2 при допущении постоянства коэффициента расхода μ_1. Достаточная для практических целей точность получается и при расчете характеристики в предположении, что оба коэффициента расхода μ_1 и μ_2 постоянны и коэффициент расхода сопла — заслонки взят при начальном зазоре между торцом сопла и заслонкой.

При изменении положения заслонки, сопровождающемся изменением давления на выходе гидравлического усилителя, подключенный к нему и незаторможенный гидравлический двигатель при-

ходит в движение. При этом расход Q_2 уже не будет равен расходу Q_1 и в каждый момент времени имеем

$$Q_2 = Q_1 \pm Q, \qquad \text{(VIII.68)}$$

где Q — расход рабочей жидкости, поступающей из гидравлического усилителя в гидравлической двигатель (знак минус) или из гидравлического двигателя в гидравлический усилитель (знак плюс).

Определим далее расходную статическую характеристику гидравлического усилителя с соплом и заслонкой:

$$Q = f_2(\delta)_{\Delta p = 0}, \qquad \text{(VIII.69)}$$

т. е. зависимость расхода рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя от зазора между соплом и заслонкой при нулевом перепаде давлений $\Delta p = p_A - p_{A0}$ на выходе усилителя, что соответствует постоянному давлению в междроссельной камере, равному начальному давлению p_{A0}. Согласно равенству (VIII.68) эта зависимость, опуская для сокращения записи индексов $Q = 0$ у давлений p_{A0}, может быть представлена в виде

$$\pm Q = a_2(\delta_0 \pm h)\sqrt{p_{A0}} - \sigma_г \sqrt{p_0 - p_{A0}}. \qquad \text{(VIII.70)}$$

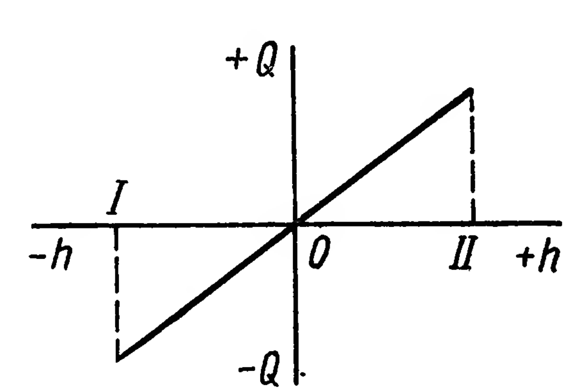


Рис. VIII.29. Линейный участок статической характеристики $Q = f_2(\delta)_{\Delta p = 0}$ гидравлического усилителя с соплом и заслонкой

Из уравнения (VIII.70) следует, что в установившихся режимах работы гидравлического усилителя, если пренебречь сопротивлением движению жидкости в его выходной линии, каждому зазору между соплом и заслонкой соответствует определенный расход рабочей жидкости при нулевом перепаде давлений на выходе. При нулевом перемещении заслонки ($h = 0$) от начального положения, в котором $\delta = \delta_0$, расход рабочей жидкости на выходе усилителя будет равен нулю, так как из равенства (VIII.63) следует, что

$$a_2\delta_0 \sqrt{p_{A0}} = \sigma_г \sqrt{p_0 - p_{A0}}. \qquad \text{(VIII.71)}$$

В результате расходная статическая характеристика гидравлического усилителя с соплом и заслонкой может быть изображена графически в виде рис. VIII.29. При малых реальных перемещениях заслонки $h_{max} = \pm (0{,}15 \div 0{,}30)$ мм эта характеристика представляет прямую линию или близка к ней.

Для оценки возможностей гидравлических усилителей применяются два коэффициента усиления. Коэффициент усиления по давлению

$$K_p = \frac{\partial(\Delta p)}{\partial z}, \qquad \text{(VIII.72)}$$

где Δp — перепад давлений рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя;

z — входная координата гидравлического усилителя, характеризует тенденцию изменения перепада давлений на выходе усилителя, связанную с возможностью придать определенное ускорение подвижным частям гидравлического двигателя.

Коэффициент усиления по расходу

$$K_Q = \frac{\partial Q}{\partial z}, \qquad \text{(VIII.73)}$$

где Q — расход рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя,

характеризует тенденцию изменения расхода рабочей жидкости на выходе усилителя, связанную с возможностью получить определенное быстродействие гидравлического двигателя.

Коэффициенты усиления по давлению и по расходу находятся по статическим характеристикам гидравлических усилителей. Эти характеристики могут несколько отличаться от линейных зависимостей, поэтому в каждой точке статических характеристик коэффициенты усиления по давлению и по расходу могут быть различны по своей величине. Наибольший интерес для расчета гидроприводов, применяемых в системах управления, представляют значения названных коэффициентов усиления в начальный момент работы гидравлических усилителей, когда их входные координаты равны или близки к нулю, так как в этот момент движущие силы в гидравлической системе, составленной из усилителя и двигателя, могут быть соизмеримы с силами сопротивлений. При нулевой входной координате коэффициенты усиления по давлению и по расходу имеют значения, соответствующие нулевому расходу и нулевому перепаду давлений рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя, т. е.

$$(K_p)_{z=0} = \left[\frac{\partial (\Delta p)_{Q=0}}{\partial z}\right]_{z=0}; \qquad \text{(VIII.74)}$$

$$(K_Q)_{z=0} = \left[\frac{\partial (Q)_{\Delta p=0}}{\partial z}\right]_{z=0}. \qquad \text{(VIII.75)}$$

Для рассматриваемого гидравлического усилителя с соплом и заслонкой коэффициенты усиления по давлению и по расходу при нулевой входной координате ($h = 0$) согласно найденным статическим характеристикам (VIII.66) и (VIII.70), полагая в них $\sigma_г = \text{const}$ и $a_2 = \text{const}$, будут

$$(K_p)_{h=0} = -\frac{2a_2^2\sigma_г^2\delta_0 p_0}{(\sigma_г^2 + a_2^2\delta_0^2)^2}; \qquad \text{(VIII.76)}$$

$$(K_Q)_{h=0} = a_2\sqrt{p_{A0}}. \qquad \text{(VIII.77)}$$

Знак минус в выражении для коэффициента усиления по давлению показывает, что при перемещении заслонки в положительном направлении (от сопла) давление рабочей жидкости в междроссельной камере (на выходе усилителя) уменьшается.

Для распространенных однокаскадных гидравлических усилителей величины коэффициентов усиления по давлению и по расходу находятся в пределах $K_p = (0{,}5 \div 15) \cdot 10^3$ кг/см³, $K_Q = (5 \div 15) \times$ $\times\ 10^3$ см²/с.

При некотором текущем давлении рабочей жидкости в междроссельной камере и соответственно на выходе гидравлического усилителя сопло — заслонка для положительного перемещения заслонки можно записать, что

$$Q = a_2(\delta_0 + h)\sqrt{p_А} - \sigma_г\sqrt{p_0 - p_А}. \qquad \text{(VIII.78)}$$

Если это уравнение разрешить относительно давления $p_А$, то получим

$$p_А = \frac{\left\{a_2(\delta_0 + h)Q + \sigma_г\sqrt{p_0\left[a_2^2(\delta_0 + h)^2 + \sigma_г^2\right] - Q^2}\right\}^2}{\left[a_2^2(\delta_0 + h)^2 + \sigma_г^2\right]^2}. \qquad \text{(VIII.79)}$$

Линеаризация зависимости $p_А = f(h;\ Q)$ путем разложения уравнения (VIII.79) в ряд Тейлора и ограничение ряда членами первого порядка малости дают

$$p_А = p_{А0} + \left(\frac{\partial p_А}{\partial h}\right)_{Q=0} h + \left(\frac{\partial p_А}{\partial Q}\right)_{h=0} Q. \qquad \text{(VIII.80)}$$

В начальный момент работы усилителя при $Q = 0$, так как $p_А =$ $= \Delta p + p_{А0}$, производная

$$\left(\frac{\partial p_А}{\partial h}\right)_{Q=0} = \left[\frac{\partial(\Delta p + p_{А0})}{\partial h}\right]_{Q=0} = \left[\frac{\partial(\Delta p)_{Q=0}}{\partial h}\right]_{h=0} = (K_p)_{h=0}, \qquad \text{(VIII.81)}$$

а модуль производной

$$\left|\frac{\partial p_А}{\partial Q}\right|_{h=0} = \frac{\left|\frac{\partial p_А}{\partial h}\right|_{h=0}}{\left|\frac{\partial Q}{\partial h}\right|_{h=0}} = \frac{|K_p|_{h=0}}{|K_Q|_{h=0}}. \qquad \text{(VIII.82)}$$

Отношение абсолютных величин коэффициента усиления по давлению (VIII.76) к коэффициенту усиления по расходу (VIII.77) имеет знак минус. С учетом этого обстоятельства, а также равенства (VIII.82) и выражения $\Delta p = p_А - p_{А0}$, уравнение (VIII.80) может быть представлено в виде

$$\Delta p = (K_p)_{h=0} h - \frac{(K_p)_{h=0}}{(K_Q)_{h=0}} Q \qquad \text{(VIII.83)}$$

или

$$Q = (K_Q)_{h=0} h - \frac{(K_Q)_{h=0}}{(K_p)_{h=0}} \Delta p. \qquad \text{(VIII.84)}$$

Полученные уравнения связывают давление и расход рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя с его входной координатой и представляют две формы записи линеаризованной обобщенной характеристики. Эта характеристика позволяет с достаточной точностью заменить действительную связь между параметрами Δp, Q, h гидравлического усилителя приближенной.

Если в гидравлической системе, составленной из гидравлических усилителя и двигателя, пренебречь потерями давления жидкости на трение по длине и в местных сопротивлениях соединительных трубопроводов между усилителем и двигателем, то перепад давлений в уравнении линеаризованной обобщенной характеристики представит собой перепад давлений в гидравлическом двигателе, преодолевающий нагрузку на него. При этом расход рабочей жидкости в уравнении линеаризованной обобщенной характеристики определит скорость перемещения подвижных частей гидравлического двигателя без учета утечек жидкости в нем и сжимаемости жидкости.

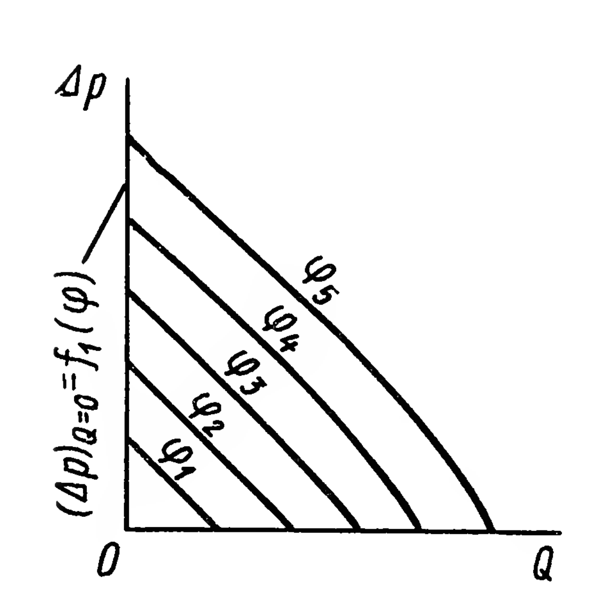


Рис. VIII.30. Экспериментальная обобщенная характеристика гидравлического усилителя сопло — заслонка, собранного по дифференциальной (мостовой) схеме

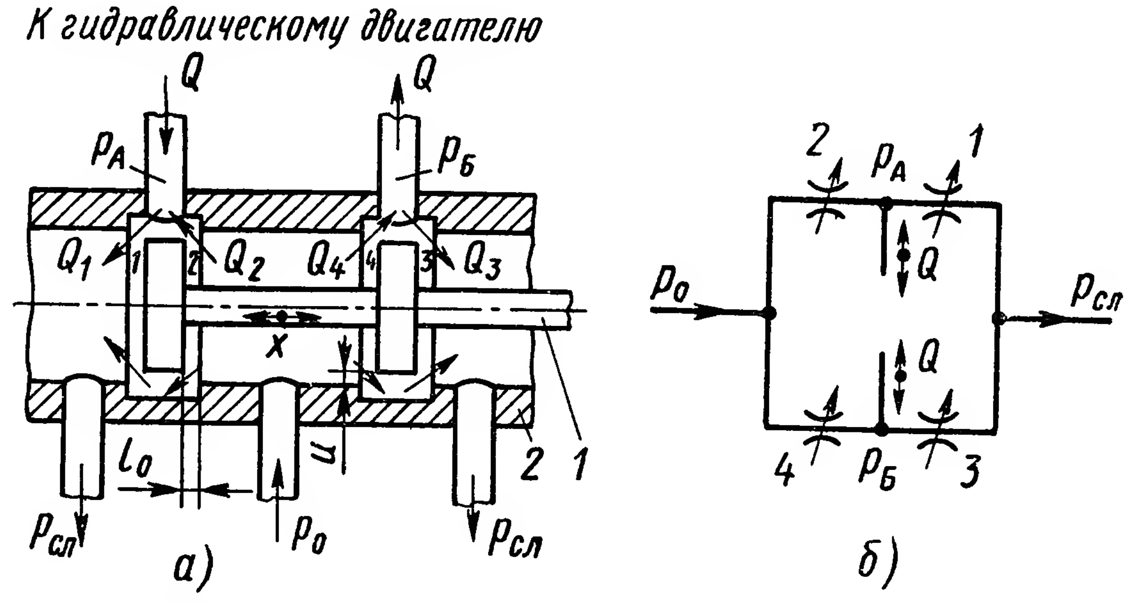


Рис. VIII.31. Гидравлический усилитель с золотником, имеющий отрицательное перекрытие:

а — конструктивная схема; *1* — плунжер, *2* — гильза; *б* — схема

Аналогичным образом статические и обобщенная характеристики могут быть получены для гидравлического усилителя сопло — заслонка, собранного по дифференциальной (мостовой) схеме, а также для первых каскадов усиления двухкаскадных гидравлических усилителей игла — золотник и втулка — золотник. Для реального гидравлического усилителя сопло — заслонка, выполненного по мостовой схеме, экспериментальная обобщенная характеристика показана на рис. VIII.30, где φ — угол поворота заслонки. Для первого каскада усиления в виде струйной трубки могут быть определены условные статическая и обобщенная характеристики так, как это показано в работе [3].

Если каскад усиления представляет собой гидравлический усилитель с золотником, то статические и обобщенная характеристики такого гидравлического усилителя аналитически могут быть определены для его модификации, имеющей отрицательное перекрытие (осевой зазор) плунжером золотника окон в гильзе. На рис. VIII.31, *а* приведена принципиальная схема гидравлического усилителя с золотником, имеющего начальное отрицательное перекрытие l_0, радиальный зазор u между буртиками плунжера *1* и гильзой *2* и выполненного по мостовой схеме (рис. VIII.31, *б*).

Получим перепадную статическую характеристику, считая, что проходные сечения дросселей *1, 2* и *3, 4* на рис. VIII.31, *б* образованы по всей рабочей кромке каждого буртика плунжера и представляют собой боковую поверхность усеченного конуса. При расходе рабочей жидкости в выходной линии гидравлического усилителя $Q = 0$ имеем $Q_1 = Q_2$. В этом случае, полагая давление $p_{сл}$ на линии слива равным нулю, можно записать

$$\mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} p_А} = \mu_2 f_2 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_А)}, \qquad \text{(VIII.85)}$$

где μ_1; μ_2 — коэффициенты расхода проходных сечений;
ρ — плотность рабочей жидкости;
$p_А$ — давление рабочей жидкости в камере между дросселями *1* и *2*;
p_0 — постоянное давление питания гидравлического усилителя;
f_1; f_2 — площади проходных сечений, равные при перемещении x плунжера с нейтрального положения направо в интервале $0 < |x| < l_0$

$$f_1 = \pi (d_Б + u) \sqrt{(l_0 + x)^2 + u^2}, \qquad \text{(VIII.86)}$$

$$f_2 = \pi (d_Б + u) \sqrt{(l_0 - x)^2 + u^2}, \qquad \text{(VIII.87)}$$

где $d_Б$ — диаметр буртика плунжера.

Введем обозначения

$$\left.\begin{aligned} a_1 &= \mu_1 \pi (d_Б + u) \sqrt{\frac{2}{\rho}}; \\ a_2 &= \mu_2 \pi (d_Б + u) \sqrt{\frac{2}{\rho}}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.88)}$$

Величины a_1 и a_2 являются переменными, хотя и изменяются незначительно ввиду малых изменений коэффициентов расхода при небольших перемещениях плунжера.

При принятых обозначениях получим

$$a_1 \sqrt{[(l_0 + x)^2 + u^2] p_А} = a_2 \sqrt{[(l_0 - x)^2 + u^2](p_0 - p_А)}. \qquad \text{(VIII.89)}$$

Разрешим последнее уравнение относительно давления $p_А$ рабочей жидкости в междроссельной камере:

$$p_А = \frac{a_2^2 [(l_0 - x)^2 + u^2] p_0}{a_1^2 [(l_0 + x)^2 + u^2] + a_2^2 [(l_0 - x)^2 + u^2]}. \qquad \text{(VIII.90)}$$

Аналогично, исходя из условия, что при расходе $Q = 0$ расходы Q_3 и Q_4 равны друг другу, имеем

$$p_Б = \frac{a_4^2 [(l_0 + x)^2 + u^2] p_0}{a_3^2 [(l_0 - x)^2 + u^2] + a_4^2 [(l_0 + x)^2 + u^2]}. \qquad \text{(VIII.91)}$$

При идентичном выполнении буртиков и окон в гильзе (симметричный золотник) $a_1 = a_4$ и $a_2 = a_3$. Тогда перепад давлений $\Delta p = p_Б - p_А$,

$$(\Delta p)_{Q=0} = \frac{\{a_1^2 [(l_0 + x)^2 + u^2] - a_2^2 [(l_0 - x)^2 + u^2]\} p_0}{a_1^2 [(l_0 + x)^2 + u^2] + a_2^2 [(l_0 - x)^2 + u^2]}, \qquad \text{(VIII.92)}$$

является перепадной статической характеристикой данного гидравлического усилителя.

Вторая статическая характеристика находится из условия, что при наличии расхода рабочей жидкости в выходной линии гидравлического усилителя $Q \neq 0$, одинаковых давлениях в междроссельных камерах ($\Delta p = 0$), каждое из которых равно начальному, т. е. $p_А = p_{А0} = p_Б = p_{Б0}$, имеет место соотношение между расходами $Q_1 = Q_2 + Q$. В этом случае возможно записать, что

$$(Q)_{\Delta p=0} = a_1 \sqrt{[(l_0+x)^2+u^2]\, p_{А0}} - - a_2 \sqrt{[(l_0-x)^2+u^2]\,(p_0-p_{А0})}. \qquad \text{(VIII.93)}$$

Аналогично из равенства $Q_4 = Q_3 + Q$ имеем

$$(Q)_{\Delta p=0} = a_4 \sqrt{[(l_0+x)^2+u^2]\,(p_0-p_{Б0})} - - a_3 \sqrt{[(l_0-x)^2+u^2]\, p_{Б0}}. \qquad \text{(VIII.94)}$$

Любое из полученных уравнений (VIII.93) и (VIII.94) представляет расходную статическую характеристику рассматриваемого гидравлического усилителя.

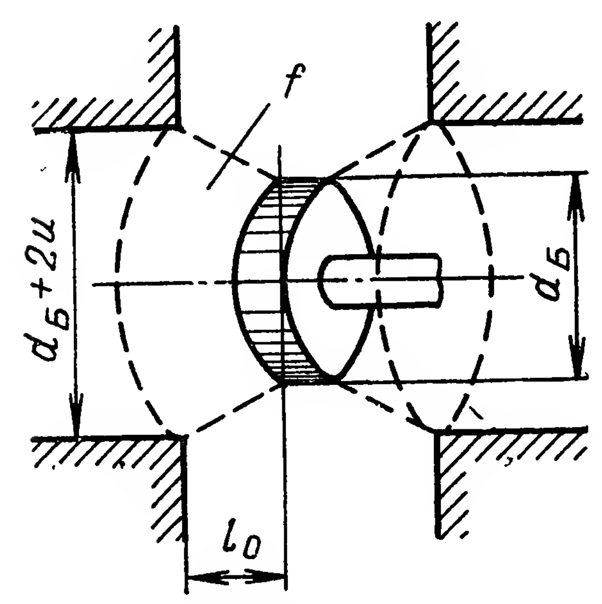


Рис. VIII.32. Проходное сечение дросселя в гидравлическом усилителе с золотником

Принимая величины a_1, a_2, a_3 и a_4 постоянными, найдем коэффициенты усиления по давлению и по расходу при нулевой входной координате гидравлического усилителя. При входной координате $x = 0$ коэффициенты расхода дросселей *1—4* (см. рис. VIII.31, *б*) одинаковы; т. е. $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_4$, что приводит к равенству величин $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = a_0$. Кроме того, при $x = 0$ начальные давления в междроссельных камерах равны $p_{А0} = p_{Б0} = \frac{p_0}{2}$.

В результате на интервале изменения входной координаты $0 < |x| < l_0$ имеем

$$(K_p)_{x=0} = \left[\frac{\partial (\Delta p)_{Q=0}}{\partial x}\right]_{x=0} = \frac{2 l_0 p_0}{l_0^2+u^2}; \qquad \text{(VIII.95)}$$

$$(K_Q)_{x=0} = \left[\frac{\partial (Q)_{\Delta p=0}}{\partial x}\right]_{x=0} = 2 a_0 l_0 \sqrt{\frac{p_{А0}}{l_0^2+u^2}}. \qquad \text{(VIII.96)}$$

В формуле (VIII.96) величина

$$a_0 = \mu_0 \pi (d_Б + u) \sqrt{\frac{2}{\rho}}, \qquad \text{(VIII.97)}$$

где μ_0 — коэффициент расхода проходного сечения каждого дросселя при $x = 0$.

В выражениях (VIII.88), (VIII.97) предполагается, что площадь проходного сечения переменного дросселя представляет собой боковую поверхность усеченного конуса с диаметром основания, равным $d_Б + 2u$, и диаметром вершины, равным $d_Б$ (рис. VIII.32). Если

же длина прямоугольных окон в гильзе составляет только часть длины окружности внутренней поверхности гильзы, то выражения (VIII.88) и (VIII.97) умножаются на поправочный коэффициент

$$\psi=\frac{\alpha^\circ}{360^\circ}<1, \qquad \text{(VIII.98)}$$

где α° — суммарный центральный угол окон в гильзе, выраженный в градусах.

Во время работы гидравлического усилителя изменяются как перепад давлений рабочей жидкости, так и расход ее на выходе усилителя. В этих условиях, т. е. при расходе $Q \neq 0$ и $\Delta p \neq 0$ ($p_А \neq p_Б$), возможно записать

$$\left.\begin{aligned} Q&=a_1\sqrt{[(l_0+x)^2+u^2]\,p_А}-a_2\sqrt{[(l_0-x)^2+u^2](p_0-p_А)};\\ Q&=a_4\sqrt{[(l_0+x)^2+u^2](p_0-p_Б)}-a_3\sqrt{[(l_0-x)^2+u^2]\,p_Б}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.99)}$$

Если уравнения (VIII.99) разрешить относительно давлений $p_А$ и $p_Б$, то тогда перепад давлений $\Delta p = p_Б - p_А$ будет представлять собой функцию

$$\Delta p=f\,(x;\ Q). \qquad \text{(VIII.100)}$$

Разложив ее в ряд Тейлора, получим

$$\Delta p=\left[\frac{\partial\,(\Delta p)}{\partial x}\right]_{Q=0}x+\left[\frac{\partial\,(\Delta p)}{\partial Q}\right]_{x=0}Q. \qquad \text{(VIII.101)}$$

Так как разложение в ряд производится в окрестности точки, соответствующей начальному состоянию гидравлического усилителя, когда расходу $Q = 0$ и перепаду давлений $\Delta p = 0$ соответствует входная координата $x = 0$ и наоборот, то производные

$$\left[\frac{\partial\,(\Delta p)}{\partial x}\right]_{Q=0}=\left[\frac{\partial\,(\Delta p)_{Q=0}}{\partial x}\right]_{x=0}=(K_p)_{x=0}; \qquad \text{(VIII.102)}$$

$$\left[\frac{\partial\,(\Delta p)}{\partial Q}\right]_{x=0}=-\frac{\left[\dfrac{\partial\,(\Delta p)_{Q=0}}{\partial x}\right]_{x=0}}{\left[\dfrac{\partial\,(Q)_{\Delta p=0}}{\partial x}\right]_{x=0}}=-\frac{(K_p)_{x=0}}{(K_Q)_{x=0}}. \qquad \text{(VIII.103)}$$

Таким образом, выражение (VIII.101) примет вид

$$\Delta p=(K_p)_{x=0}\,x-\frac{(K_p)_{x=0}}{(K_Q)_{x=0}}\,Q \qquad \text{(VIII.104)}$$

и является обобщенной характеристикой гидравлического усилителя с золотником, имеющего отрицательное перекрытие.

Для случаев, когда гидравлический усилитель с золотником имеет нулевое или положительное перекрытие, коэффициенты усиления по давлению и по расходу обращаются в нули и не могут быть применимы. В этих случаях в уравнение обобщенной характеристики вводят значения коэффициентов усиления по давлению и по

расходу, соответствующие изменению перепада давлений и расхода рабочей жидкости за весь интервал изменения входной координаты, т. е.

$$K_p = \frac{\Delta p_{max}}{x_{max}}; \qquad K_Q = \frac{Q_{max}}{x_{max}}, \qquad \text{(VIII.105)}$$

где Δp_{max}, Q_{max} — максимальные значения перепада давлений и расхода рабочей жидкости на выходе гидравлического усилителя;

x_{max} — максимальное значение входной координаты гидравлического усилителя.

Если пренебречь массой жидкости, движущейся в каналах гидравлического усилителя, и потерями энергии потока на трение по длине и в местных сопротивлениях соединительных трубопроводов, то обобщенная характеристика будет справедлива для любого момента времени и в переходном режиме работы гидравлического усилителя. В силу этого она используется также при исследовании динамических свойств гидравлических устройств.

7. ДИНАМИКА ДВУХКАСКАДНЫХ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Подавляющее большинство современных мощных высокочувствительных электрогидравлических приводов с дроссельным управлением имеет в своей структуре два гидравлических каскада усиления. В этом случае динамика электрогидравлического привода, рассматриваемого в виде линейной системы, будет определяться совокупностью передаточных функций, включающей в себя и передаточную функцию двухкаскадного гидравлического усилителя.

Для определения передаточной функции какого-либо двухкаскадного гидравлического усилителя необходимо знать его схему и конструктивное выполнение основных элементов. Рассмотрим вначале двухкаскадный гидравлический усилитель с иглой и золотником, относящийся к группе двухкаскадных гидравлических усилителей с последовательным включением дросселей в первом каскаде усиления. Принципиальная схема усилителя была приведена на рис. VIII.21.

Входной координатой рассматриваемого гидравлического усилителя является перемещение x иглы *2*. За выходную координату гидроусилителя примем перемещение y плунжера *3* золотника второго каскада усиления. Динамические свойства двухкаскадного гидравлического усилителя с иглой и золотником могут быть описаны дифференциальным уравнением движения плунжера золотника

$$m_{пл}\ddot{y} = F_B p_{10} - F_A p_A - q\dot{y}, \qquad \text{(VIII.106)}$$

где $m_{пл}$ — масса плунжера золотника;

F_A и F_B — площади торцов плунжера золотника соответственно в полостях *А* и *В* гидравлического усилителя;

p_{10} — давление питания первого каскада гидравлического усилителя, равное давлению в камере *В*;

p_A — давление рабочей жидкости в междроссельной камере гидравлического усилителя;

q — коэффициент вязкого трения плунжера о гильзу золотника.

Уравнение (VIII.106) записано для случая перемещения иглы и плунжера влево. При составлении уравнения предполагалось, что давление рабочей жидкости в камере *Б* усилителя и на линии слива равно нулю, а осевая гидродинамическая сила, возникающая на плунжере золотника, пренебрежимо мала.

Координаты x иглы и y плунжера золотника отсчитываются от нейтрального положения системы игла — золотник, при котором

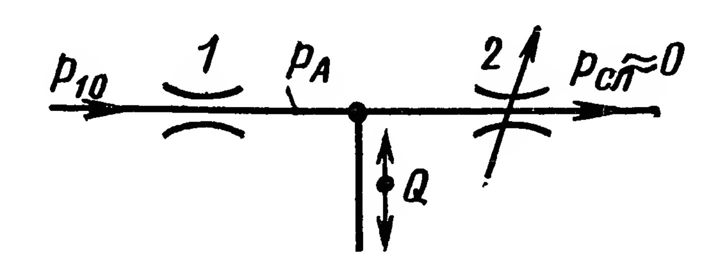


Рис. VIII.33. Схема первого каскада усиления в двухкаскадном гидравлическом усилителе с иглой и золотником:

1 — дроссель с постоянным проходным сечением; *2* — дроссель с переменным проходным сечением

буртики плунжера симметрично перекрывают окна в гильзе золотника. Положительное направление отсчета координат x и y принимается влево от нейтральных положений соответственно иглы и плунжера.

Площадь f_2 проходного сечения переменного дросселя *2* (рис. VIII.33), образованного иглой и кромкой отверстия в плунжере золотника, зависит от положения иглы по отношению к плунжеру. Так как последний, также как и игла, может перемещаться, то, следовательно, площадь f_2 зависит от рассогласования перемещений иглы и плунжера, т. е.

$$f_2 = f_{20} + k(x - y), \qquad \text{(VIII.107)}$$

где f_{20} — начальная площадь проходного сечения, соответствующая нейтральному положению;

k — коэффициент пропорциональности;

$x - y = \varepsilon$ — рассогласование перемещений иглы и плунжера.

В момент, когда рассогласование ε равно нулю, имеем

$$f_2 = f_{20}. \qquad \text{(VIII.108)}$$

В свою очередь, начальную площадь проходного сечения можно представить в виде

$$f_{20} = kx_0, \qquad \text{(VIII.109)}$$

где x_0 — начальное смещение иглы по отношению к плунжеру, соответствующее нейтральному положению системы при $y = 0$.

Начальная площадь проходного сечения между иглой и плунжером золотника может быть определена из условия, что в нейтраль-

ном положении системы игла — золотник расходы рабочей жидкости через дроссели первого каскада усиления (через дроссель *1* с постоянным проходным сечением и дроссель *2* с переменным проходным сечением) одинаковы по величине, т. е.

$$\mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_{10}-p_{A0})}=\mu_2 f_{20}\sqrt{\frac{2}{\rho}p_{A0}}, \qquad (VIII.110)$$

где μ_1 и μ_2 — коэффициенты дросселей соответственно с постоянным и переменным проходными сечениями;
f_1 и f_{20} — площади проходных сечений дросселей;
p_{A0} — начальное давление рабочей жидкости в междроссельной камере A, соответствующее нейтральному положению системы;
ρ — плотность рабочей жидкости.

Для нейтрального положения системы возможно также записать условие равновесия плунжера золотника

$$p_{10}F_B=p_{A0}F_A. \qquad (VIII.111)$$

Из последнего равенства следует, что

$$p_{A0}=p_{10}\frac{F_B}{F_A}. \qquad (VIII.112)$$

Замена в равенстве (VIII.110) начального давления p_{A0} в междроссельной камере A его выражением (VIII.112) дает

$$\mu_1 f_1\sqrt{1-\frac{F_B}{F_A}}=\mu_2 f_{20}\sqrt{\frac{F_B}{F_A}}. \qquad (VIII.113)$$

Из полученного равенства находим начальную площадь проходного сечения между иглой и золотником

$$f_{20}=\frac{\mu_1 f_1}{\mu_2}\sqrt{\frac{F_A}{F_B}-1}. \qquad (VIII.114)$$

Из последнего выражения видно, что начальная площадь f_{20} зависит от соотношения площадей F_A и F_B, т. е. от конструкции плунжера золотника. В общем случае соотношение между площадями F_A и F_B торцов плунжера в камерах A и B гидравлического усилителя может быть различным. Однако наивыгоднейшее соотношение площадей устанавливается на основе анализа коэффициента усиления по давлению первого каскада усиления.

Аналогично однокаскадному гидравлическому усилителю сопло — заслонка, выполненному по схеме гидравлической цепочки, одну из статических характеристик первого каскада усиления рассматриваемого двухкаскадного гидравлического усилителя можно представить в виде

$$p_A=\frac{(\mu_1 f_1)^2 p_{10}}{(\mu_1 f_1)^2+(\mu_2 f_2)^2}. \qquad (VIII.115)$$

В этом случае коэффициент усиления по давлению первого каскада усиления при нулевом рассогласовании ε и $y = 0$ будет

$$(K_{1p})_{\varepsilon=0} = \left(\frac{\partial p_A}{\partial f_2}\right)_{f_2=f_{20}} = -\frac{2(\mu_1 f_1)^2 \mu_2^2 f_{20} p_{10}}{[(\mu_1 f_1)^2 + (\mu_2 f_{20})^2]^2}. \qquad \text{(VIII.116)}$$

Для наибольшего быстродействия первого каскада усиления целесообразно, чтобы коэффициент усиления по давлению $(K_{1p})_{\varepsilon=0}$ был бы возможно большим, т. е. он должен быть равен $(K_{1p})_{max}$.

Найдем условие существования максимального коэффициента усиления по давлению для первого каскада усиления. С этой целью преобразуем выражение (VIII.116), учитывая, что согласно формуле (VIII.115) при $\varepsilon = 0$ $f_2 = f_{20}$ и

$$p_{A0} = \frac{(\mu_1 f_1)^2 p_{10}}{(\mu_1 f_1)^2 + (\mu_2 f_{20})^2}. \qquad \text{(VIII.117)}$$

После преобразования получим

$$(K_{1p})_{\varepsilon=0} = -\frac{2p_{A0}(p_{10} - p_{A0})}{p_{10} f_{20}}. \qquad \text{(VIII.118)}$$

Максимум коэффициента усиления по давлению будет иметь место, если

$$\frac{d(K_{1p})_{\varepsilon=0}}{dp_{A0}} = -\frac{2}{p_{10} f_{20}}(p_{10} - 2p_{A0}) = 0. \qquad \text{(VIII.119)}$$

Отсюда условием существования коэффициента $(K_{1p})_{max}$ будет равенство

$$p_{A0} = \frac{p_{10}}{2}. \qquad \text{(VIII.120)}$$

Подстановка полученного значения начального давления p_{A0} в выражение (VIII.112) показывает, что для наибольшего быстродействия первого каскада усиления соотношение между площадями F_A и F_B плунжера золотника должно быть

$$F_A = 2F_B. \qquad \text{(VIII.121)}$$

При найденном соотношении площадей F_A и F_B начальная площадь проходного сечения между иглой и плунжером золотника будет

$$f_{20} = \frac{\mu_1 f_1}{\mu_2}. \qquad \text{(VIII.122)}$$

Известная величина начальной площади f_{20} позволяет определить, если известен также и коэффициент пропорциональности k, начальное смещение иглы по отношению к плунжеру золотника

$$x_0 = \frac{f_{20}}{k}. \qquad \text{(VIII.123)}$$

В реальных гидравлических усилителях рассматриваемого типа игла выполняется часто в виде тонкостенной трубки малого диамет-

ра, на боковой поверхности которой выфрезеровано несколько окон, как это показано, например, на рис. VIII.34. При таком исполнении иглы, если пренебречь радиальным зазором между иглой и отверстием в плунжере, начальную площадь проходного сечения между иглой и плунжером золотника можно представить в виде

$$f_{20} = 3bx_0, \qquad \text{(VIII.124)}$$

где b — ширина окна в игле.

При перемещении плунжера золотника от нейтрального положения расходы рабочей жидкости через дроссели первого каскада

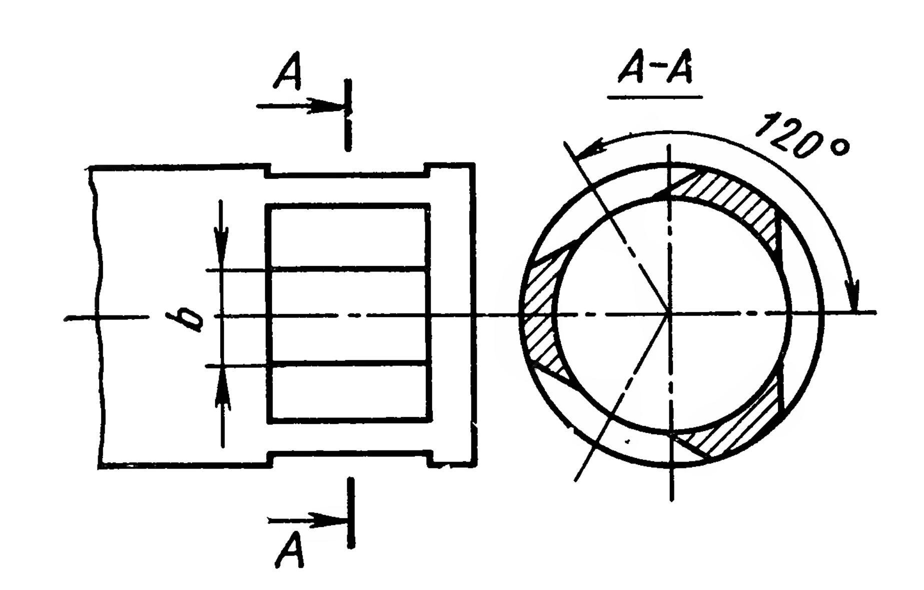


Рис. VIII.34. Игла с тремя проходными сечениями прямоугольной формы

усиления уже не равны друг другу и связаны между собой зависимостью

$$Q_2 = Q_1 \mp Q_{пл}, \qquad \text{(VIII.125)}$$

где $Q_{пл}$ — расход рабочей жидкости на выходе первого каскада усиления, равный объему, который описывает движущийся плунжер золотника

$$Q_{пл} = F_A \dot{y}. \qquad \text{(VIII.126)}$$

Знак минус в выражении (VIII.125) соответствует движению плунжера золотника направо от своего положения равновесия (см. рис. VIII.21), а знак плюс — движению налево. Поскольку уравнение (VIII.106) движения плунжера записано для случая перемещения иглы и плунжера налево, то имеем

$$Q_2 = Q_1 + F_A \dot{y}. \qquad \text{(VIII.127)}$$

Выражение (VIII.127) записано без учета сжимаемости жидкости и перетечек ее из камеры A на линию слива.

Введем обозначения

$$\alpha = \frac{m_{пл}\ddot{y} + q\dot{y}}{F_B p_{10}}; \qquad \text{(VIII.128)}$$

$$n = \frac{F_B}{F_A}, \qquad \text{(VIII.129)}$$

которые позволяют записать дифференциальное уравнение (VIII.106) движения плунжера золотника в виде уравнений

$$\alpha F_{\text{В}} p_{10} = F_{\text{В}} p_{10} - F_{\text{А}} p_{\text{А}}; \tag{VIII.130}$$

$$p_{\text{А}} = n(1-\alpha) p_{10}. \tag{VIII.131}$$

Уравнение (VIII.127) расходов с учетом их развернутых выражений и введенных обозначений можно представить в форме

$$\mu_2 f_2 \sqrt{\frac{2}{\rho} n(1-\alpha) p_{10}} = \mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} p_{10} [1 - n(1-\alpha)]} + F_{\text{А}} \dot{y}. \tag{VIII.132}$$

Подставив в последнее уравнение (VIII.132) выражение (VIII.107), запишем

$$\mu_2 f_{20} \sqrt{\frac{2}{\rho} n(1-\alpha) p_{10}} + \mu_2 k (x-y) \sqrt{\frac{2}{\rho} n(1-\alpha) p_{10}} = $$

$$= \mu_1 f_1 \sqrt{\frac{2}{\rho} [1 - n(1-\alpha)] p_{10}} + F_{\text{А}} \dot{y}. \tag{VIII.133}$$

Полученное уравнение можно представить также в иной форме

$$L\dot{x} = (x-y)\sqrt{1-\alpha} + \frac{f_{20}}{k}\sqrt{1-\alpha} - \frac{\mu_1 f_1}{\mu_2 k}\sqrt{\frac{1-n(1-\alpha)}{n}}, \tag{VIII.134}$$

здесь

$$L = \frac{F_{\text{А}}}{\mu_2 k}\sqrt{\frac{\rho}{2np_{10}}}. \tag{VIII.135}$$

Из уравнения (VIII.113) имеем

$$\mu_1 f_1 = \mu_2 f_{20}\sqrt{\frac{n}{1-n}}. \tag{VIII.136}$$

Подставим в уравнение (VIII.134) вместо произведения $\mu_1 f_1$ его выражение (VIII.136). Получим

$$L\dot{y} = (x-y)\sqrt{1-\alpha} + \frac{f_{20}}{k}\left[\sqrt{1-\alpha} - \sqrt{\frac{1-n(1-\alpha)}{1-n}}\right]. \tag{VIII.137}$$

Уравнение (VIII.137) является нелинейным. Оно может быть линеаризовано разложением правой части в ряд по степеням α. Если ограничиться в разложении членами со степенью не выше первой, т. е. учесть только члены первого порядка малости всех переменных и их производных, и заменить α и L их выражениями (VIII.128) и (VIII.135), то окончательно получим

$$T_2^2 \ddot{y} + T_1 \dot{y} + y = x, \tag{VIII.138}$$

где

$$T_2^2 = \frac{m_{\text{пл}} f_{20} F_{\text{А}}}{2kp_{10} F_{\text{В}} (F_{\text{А}} - F_{\text{В}})}; \tag{VIII.139}$$

$$T_1 = \frac{F_{\text{А}}}{\mu_2 k}\sqrt{\frac{\rho F_{\text{А}}}{2p_{10} F_{\text{В}}} + \frac{f_{20} q F_{\text{А}}}{2kp_{10} F_{\text{В}} (F_{\text{А}} - F_{\text{В}})}}; \tag{VIII.140}$$

Согласно уравнению (VIII.138) передаточная функция рассматриваемого двухкаскадного усилителя получит вид

$$W_{\text{гуд}}(s)=\frac{Y(s)}{X(s)}=\frac{1}{T_2^2s^2+T_1s+1}. \qquad \text{(VIII.141)}$$

Довольно часто массой плунжера золотника пренебрегают. При этом уравнение (VIII. 138) движения плунжера вырождается в уравнение

$$T_1\dot{y}+y=x, \qquad \text{(VIII.142)}$$

а передаточная функция будет

$$W_{\text{гуд}}(s)=\frac{1}{T_1s+1}. \qquad \text{(VIII.143)}$$

Совокупность полученной передаточной функции (VIII.141) или (VIII. 143) и передаточных функций других элементов электрогидравлического привода позволяет провести исследование его динамики, как линейной системы, содержащей два гидравлических каскада усиления мощности.

Уравнение (VIII. 138) динамики рассматриваемого двухкаскадного гидравлического усилителя может быть получено и другим способом. Так, аналогично обычному гидравлическому усилителю с соплом и заслонкой для данного двухкаскадного гидравлического усилителя могут быть аналитически определены две статические характеристики $p_{\text{А}}=\varphi_1(\varepsilon)_{Q_{\text{пл}}=0}$ и $Q_{\text{пл}}=\varphi_2(\varepsilon)_{\Delta p=p_{\text{А}}-p_{\text{А}0}=0}$ первого каскада усиления и соответствующие им коэффициенты усиления $(K_{1p})_{\varepsilon=0}$ и $(K_{1Q})_{\varepsilon=0}$. Далее возможно найти линеаризованные обобщенные характеристики $\Delta p=\varphi(\varepsilon;\ Q_{\text{пл}})$ или $Q_{\text{пл}}=\varphi(\varepsilon;\ \Delta p)$, вид которых будет аналогичен обобщенным характеристикам (VIII. 83) или (VIII. 84) для обычного гидравлического усилителя с соплом и заслонкой. Совокупность одной из обобщенных характеристик и уравнения (VIII. 106) приведет к уравнению динамики двухкаскадного гидравлического усилителя.

Рассмотрим далее двухкаскадный гидравлический усилитель со струйной трубкой и золотником. Этот усилитель также относится к группе двухкаскадных гидравлических усилителей с последовательным включением дросселей в первом каскаде усиления. Принципиальная схема усилителя была дана на рис. VIII. 25.

Входной координатой исследуемого гидравлического усилителя является угол φ поворота струйной трубки *1* или пропорциональное ему (при малых углах поворота) перемещение конца насадка струйной трубки:

$$\rho_{\text{вх}}=l_{\text{ст}}\varphi, \qquad \text{(VIII.144)}$$

где $l_{\text{ст}}$ — длина струйной трубки.

В дальнейших выкладках в качестве входной координаты принята величина $\rho_{\text{вх}}$. За выходную координату гидравлического усилителя примем перемещение y плунжера *3* золотникового каскада усиления.

Плунжер золотника может перемещаться независимо от струйной трубки, поэтому перепад давлений в приемных соплах рассматриваемого двухкаскадного гидравлического усилителя зависит от разности положений струйной трубки и плунжера золотника, т. е. от рассогласования

$$\varepsilon = \rho_{вх} - y. \qquad (VIII.145)$$

Отличительной чертой гидравлического усилителя со струйной трубкой является существование в нем неявной скоростной отрицательной обратной связи между гидравлическим двигателем (в данном случае плунжером золотника), управляемым струйной трубкой и приемными соплами. Появление скоростной отрицательной обратной связи вызвано тем, что перепад давлений в приемных соплах при движении в них рабочей жидкости зависит от ее скорости.

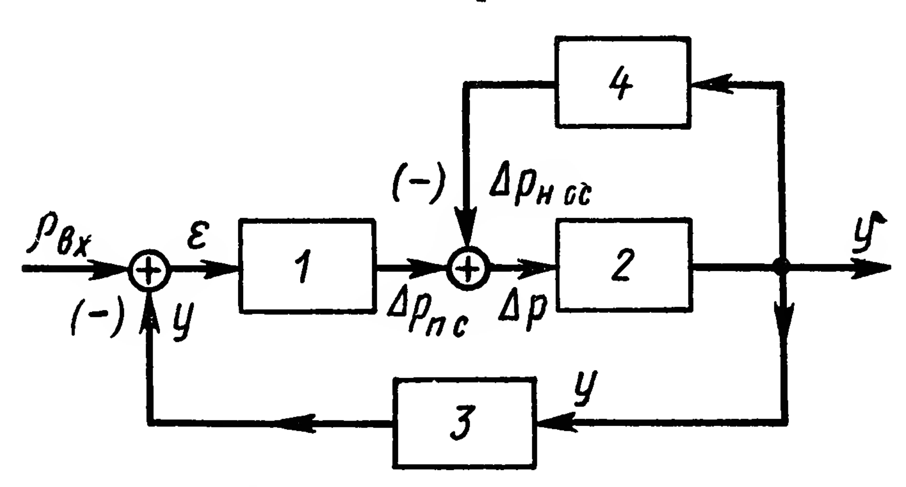


Рис. VIII.35. Структурная схема двухкаскадного гидравлического усилителя со струйной трубкой и золотником:

1 — плитка с приемными соплами, находящаяся на плунжере золотника; *2* — плунжер золотника; *3* — отрицательная обратная связь, соответствующая слежению плунжера за концом струйной трубки и имеющая единичный коэффициент усиления; *4* — неявная скоростная отрицательная обратная связь, о которой было сказано выше

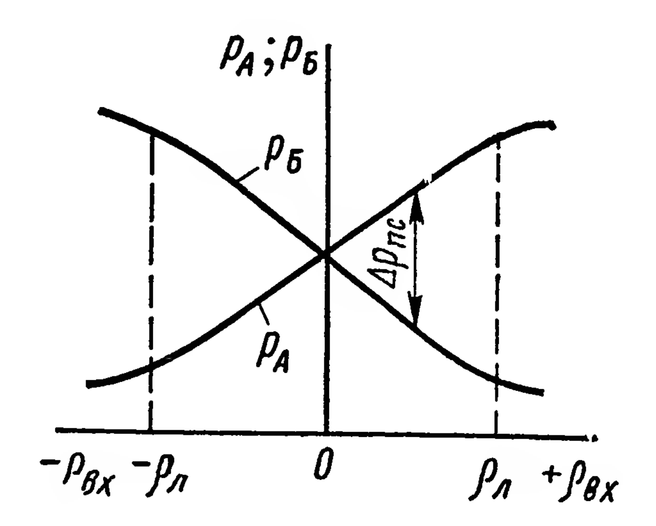


Рис. VIII.36. Статическая характеристика $\Delta p_{пс} = f\,(\rho_{вх})_{Q_{пл}=0}$ гидравлического усилителя со струйной трубкой

С учетом сделанных замечаний структурная схема двухкаскадного гидравлического усилителя со струйной трубкой и золотником имеет вид, показанный на рис. VIII. 35.

Найдем передаточные функции всех звеньев гидравлического усилителя, принимаемого при этом за линейную систему.

Для плитки с приемными соплами (звено *1*) зависимость между перепадом $\Delta p_{пс}$ давлений, возникающих в соплах при неподвижном плунжере, и рассогласованием ε описывается выражением

$$\Delta p_{пс} = k_{\varepsilon} p_{10} \frac{\varepsilon}{\rho_л}, \qquad (VIII.146)$$

где k_{ε} — коэффициент пропорциональности;

p_{10} — давление питания первого каскада усиления, т. е. струйной трубки;

$\rho_л$ — максимальное перемещение $\rho_{вх}$ конца струйной трубки, соответствующее верхней границе линейного диапазона статической характеристики $\Delta p_{пс} = f\,(\rho_{вх})_{Q_{пл}=0}$ (рис. VIII.36).

Согласно выражению (VIII. 146) передаточная функция звена *1*

$$W_1(s)=\frac{\Delta p_{пс}(s)}{\varepsilon(s)}=k_{пс}, \qquad \text{(VIII.147)}$$

где $k_{пс}=\frac{k_\varepsilon p_{10}}{\rho_л}$ — постоянный коэффициент.

Дифференциальное уравнение движения плунжера золотника под воздействием приложенных к плунжеру сил при допущении, что доминирующими силами трения являются силы жидкостного трения, имеет вид

$$m_{пл}\ddot{y}+q\dot{y}=F_{пл}\Delta p, \qquad \text{(VIII.148)}$$

где $m_{пл}$ — масса плунжера совместно с перемещающейся вместе с ним массой жидкости;
q — коэффициент вязкого трения плунжера о гильзу золотника;
Δp — перепад давлений на торцах плунжера (в камерах *А* и *Б*, рис. VIII. 25) во время его движения;
$F_{пл}$ — площадь торцов плунжера золотника.

На основании уравнения (VIII.148) передаточная функция звена *2*

$$W_2(s)=\frac{Y(s)}{\Delta p(s)}=\frac{F_{пл}}{m_{пл}s^2+qs}. \qquad \text{(VIII.149)}$$

Звено *3*, т. е. отрицательная обратная связь, имеет передаточную функцию

$$W_3(s)=1. \qquad \text{(VIII.150)}$$

Зависимость между выходной и входной величинами скоростной отрицательной обратной связи имеет вид

$$\Delta p_{нос}=k_{нос}\dot{y}, \qquad \text{(VIII.151)}$$

где $\Delta p_{нос}$ — изменение перепада давлений в приемных соплах вследствие действия скоростной обратной связи;
$k_{нос}$ — коэффициент неявной обратной связи.

Следовательно, передаточная функция звена *4*

$$W_4(s)=\frac{\Delta p_{нос}(s)}{Y(s)}=k_{нос}s. \qquad \text{(VIII.152)}$$

Учитывая существование неявной скоростной отрицательной обратной связи, перепад давлений на торцах плунжера золотника можно записать в виде

$$\Delta p=\Delta p_{пс}-\Delta p_{нос}. \qquad \text{(VIII.153)}$$

При известных передаточных функциях звеньев можно найти вначале передаточную функцию звена *2*, охваченного скоростной отрицательной обратной связью *4*. Эта передаточная функция будет равна

$$W_2^*(s)=\frac{Y(s)}{\Delta p_{пс}(s)}=\frac{W_2(s)}{1+W_2(s)W_4(s)}=\frac{F_{пл}}{m_{пл}s^2+(q+k_{нос}F_{пл})s}. \qquad \text{(VIII.154)}$$

Передаточная функция рассматриваемого гидравлического усилителя с разомкнутой на входе отрицательной обратной связью 3 представит собой произведение

$$W_р(s) = W_1(s)\,W_2^*(s) = \frac{k_{пс}F_{пл}}{m_{пл}s^2 + (q + k_{нос}F_{пл})\,s}. \qquad (VIII.155)$$

В результате передаточная функция двухкаскадного гидравлического усилителя со струйной трубкой и золотником с замкнутым основным контуром будет

$$W_{гуд}(s) = \frac{Y(s)}{\rho_{вх}(s)} = \frac{W_р(s)}{1 + W_р(s)\,W_з(s)} =$$

$$= \frac{k_{пс}F_{пл}}{m_{пл}s^2 + (q + k_{нос}F_{пл})\,s + k_{пс}F_{пл}}. \qquad (VIII.156)$$

Общее уравнение динамики рассматриваемого гидравлического усилителя, полученное на основании передаточной функции (VIII.156) можно преобразовать к виду

$$T_2^2\ddot{y} + T_1\dot{y} + y = \rho_{вх}. \qquad (VIII.157)$$

где T_2 и T_1 — постоянные времени;

$$T_2 = \sqrt{\frac{m_{пл}}{k_{пс}F_{пл}}}; \quad T_1 = \frac{q + k_{нос}F_{пл}}{k_{пс}F_{пл}}. \qquad (VIII.158)$$

Уравнение (VIII. 157) можно записать также в форме

$$T^2\ddot{y} + 2\xi T\dot{y} + y = \rho_{вх}, \qquad (VIII.159)$$

где $T = T_2$ — постоянная времени;

$\xi = \frac{T_1}{2T_2} = \frac{q + k_{нос}F_{пл}}{2\sqrt{m_{пл}k_{пс}F_{пл}}}$ — коэффициент демпфирования.

При этом передаточная функция получит вид

$$W_{гуд}(s) = \frac{Y(s)}{\rho_{вх}(s)} = \frac{1}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}. \qquad (VIII.160)$$

В реальных двухкаскадных гидравлических усилителях данной схемы масса плунжера золотника часто бывает невелика. Поэтому величина T_2^2 мала по сравнению с постоянной времени T_1 и ей пренебрегают. В этом случае уравнение (VIII. 157) приобретает вид

$$T_1\dot{y} + y = \rho_{вх}, \qquad (VIII.161)$$

а передаточная функция рассматриваемого двухкаскадного гидравлического усилителя

$$W_{гуд}(s) = \frac{1}{T_1s + 1}. \qquad (VIII.162)$$

Дифференциальные уравнения (VIII. 157) и (VIII. 159) движения гидравлического усилителя со струйной трубкой и золотником могут быть получены также путем совместного решения уравнения движения плунжера и уравнения (VIII. 83) линеаризованной обобщенной характеристики первого каскада усиления. Сопоставление

коэффициентов в общих дифференциальных уравнениях динамики рассматриваемой системы, полученных различными способами, позволяет установить, что коэффициенты усиления по давлению и по расходу первого каскада усиления (струйной трубки) соответственно равны

$$(K_{1p})_{\varepsilon=0} = \frac{k_{\varepsilon} p_{10}}{\rho_{л}}, \qquad \text{(VIII.163)}$$

$$(K_{1Q})_{\varepsilon=0} = \frac{k_{\varepsilon} p_{10} F_{пл}}{k_{нос} \rho_{л}}. \qquad \text{(VIII.164)}$$

При этом заметим, что структурная схема на рис. VIII. 35 является общей для многих двухкаскадных гидравлических усилителей и представляет собой развернутую структурную схему, показанную на рис. VIII. 22. Неявная обратная связь (звено *4*, рис. VIII. 35) эквивалентна члену $-\left(\frac{K_{1p}}{K_{1Q}}\right)_{\varepsilon=0} F_{пл} \dot{x}$ в уравнении линеаризованной обобщенной характеристики первого каскада усиления.

Выведем дифференциальное уравнение движения и передаточную функцию двухкаскадного гидравлического усилителя с соплом — заслонкой и золотником, относящегося к группе двухкаскадных гидравлических усилителей с параллельным включением дросселей в первом каскаде усиления. Принципиальная схема усилителя была показана на рис. VIII. 26.

Входной координатой данного гидравлического усилителя является угол φ поворота заслонки *5*. За выходную координату гидравлического усилителя примем опять-таки перемещение x плунжера *6* золотника. Динамические свойства двухкаскадного гидравлического усилителя могут быть описаны совокупностью двух уравнений. Одно из них представляет дифференциальное уравнение движения плунжера золотника и имеет вид

$$m_{пл} \ddot{y} = (p_{Б} - p_{А}) F_{пл} - q\dot{y} - (c_{г} + c)\, y, \qquad \text{(VIII.165)}$$

где $m_{пл}$ — масса плунжера золотника;
$p_{А}$ и $p_{Б}$ — давления рабочей жидкости в полостях *А* и *Б* гильзы золотника;
$F_{пл}$ — площадь торцов плунжера золотника в полостях *А* и *Б*;
q — коэффициент вязкого трения плунжера о гильзу золотника;
$c_{г}$ — коэффициент осевой гидродинамической силы;
c — жесткость пружин.

Уравнение (VIII. 165) записано для случая движения плунжера направо, соответствующего повороту заслонки против часовой стрелке. Указанные направления движения плунжера и заслонки от своих нейтральных положений приняты за положительные направления отсчета координат φ и y. Нейтральным положением заслонки является расположение ее по вертикали.

Вторым уравнением является уравнение обобщенной характеристики первого каскада усиления

$$\Delta p = (K_{1p})_{\varphi=0}\,\varphi - \frac{(K_{1p})_{\varphi=0}}{(K_{1Q})_{\varphi=0}} Q_{пл}, \qquad \text{(VIII.166)}$$

где $\Delta p = p_А - p_Б$ — перепад давлений рабочей жидкости на торцах плунжера золотника;

$(K_{1p})_{\varphi=0}$ и $(K_{1Q})_{\varphi=0}$ — коэффициенты усиления по давлению и по расходу первого каскада усиления при его нулевой входной координате;

$Q_{пл}$ — расход рабочей жидкости на выходе первого каскада усиления (в диагонали моста), равный без учета сжимаемости жидкости и утечек ее из полостей *А* и *Б* на линию слива

$$Q_{пл} = F_{пл}\dot{y}. \qquad \text{(VIII.167)}$$

Коэффициенты усиления по давлению и по расходу первого каскада усиления, собранного по мостовой схеме (рис. VIII. 37),

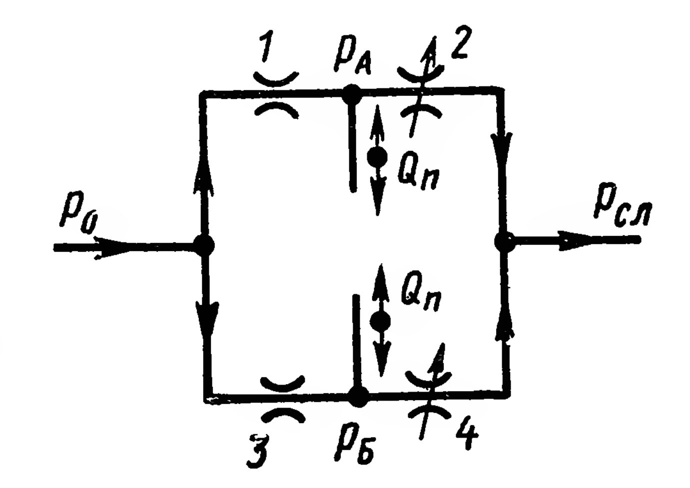


Рис. VIII.37. Схема первого каскада усиления в двухкаскадном гидравлическом усилителе с соплом — заслонкой и золотником:

1 и *3* — дроссели с постоянными проходными сечениями; *2* и *4* — дроссели с переменными проходными сечениями

при нулевой входной координате определяются по выражениям

$$(K_{1p})_{\varphi=0} = \frac{4a^2\sigma_г^2 \cdot \delta_0 p_{10}}{(\sigma_г^2 + a^2\delta_0^2)^2}; \qquad \text{(VIII.168)}$$

$$(K_{1Q})_{\varphi=0} = ar\sqrt{p_{А0}}, \qquad \text{(VIII.169)}$$

где r — радиус заслонки, отсчитываемый от оси ее вращения до оси сопел;

δ_0 — начальный зазор между заслонкой и соплами;

p_{10} — давление питания первого каскада усиления;

$p_{А0} = p_{Б0}$ — начальное давление в полости *А* золотника;

$\sigma_г$ и a — постоянные величины;

$$\sigma_г = \mu_1 \frac{\pi d^2}{4} \sqrt{\frac{2}{\rho}}; \qquad \text{(VIII.170)}$$

$$a = \mu_2 \pi d_c \sqrt{\frac{2}{\rho}}, \qquad \text{(VIII.171)}$$

где μ_1 и μ_2 — коэффициенты расхода дросселей соответственно с постоянной и переменной площадями проходных сечений;

d и $d_с$ — диаметры соответственно проходного отверстия в постоянном дросселе и сопла;

ρ — плотность рабочей жидкости.

Приведенные коэффициенты усиления по давлению и по расходу получены путем дифференцирования (по входной координате φ) статических характеристик $\Delta p = f_1(\varphi)_{Q_{пл}=0}$ и $Q_{пл} = f_2(\varphi)_{\Delta p=0}$.

Заменяя в уравнении (VIII. 165) перепад давлений Δp его значением согласно уравнению (VIII. 166) и учитывая при этом выражение (VIII. 167), получим

$$m_{пл}\ddot{y} + \left[q + \frac{(K_{1p})_{\varphi=0}}{(K_{1Q})_{\varphi=0}} F^2_{пл}\right]\dot{y} + c_\Sigma y = (K_{1p})_{\varphi=0} F_{пл}\varphi. \quad (VIII.172)$$

В уравнении $c_\Sigma = c_г + c$ представляет собой суммарную жесткость пружин и осевой гидродинамической силы.

Уравнение (VIII. 172) можно преобразовать к виду

$$T^2\ddot{y} + 2\xi T\dot{y} + y = K\varphi, \quad (VIII.173)$$

где $T = \sqrt{\frac{m_{пл}}{c_\Sigma}}$ — постоянная времени рассматриваемого гидравлического усилителя;

$\xi = \dfrac{q + \left(\frac{K_{1p}}{K_{1Q}}\right)_{\varphi=0} F^2_{пл}}{2\sqrt{m_{пл}c_\Sigma}}$ — коэффициент демпфирования гидравлического усилителя;

$K = \dfrac{(K_{1p})_{\varphi=0} F_{пл}}{c_\Sigma}$ — статический коэффициент усиления гидравлического усилителя.

Если коэффициент $\xi > 1$, то уравнение (VIII. 173) колебательного звена распадается на два уравнения, соответствующие апериодическим звеньям с постоянными времени:

$$T_1 = T\left(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}\right); \quad T_2 = T\left(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}\right).$$

При $\xi \gg 1$ можно принять, что $T_1 \approx 2\xi T$, а $T_2 \approx 0$. В этом случае уравнение (VIII. 173) превращается в уравнение

$$T_1\dot{y} + y = K\varphi, \quad (VIII.174)$$

где

$$T_1 \approx \frac{1}{c_\Sigma}\left[q + \frac{(K_{1p})_{\varphi=0}}{(K_{1Q})_{\varphi=0}} F^2_{пл}\right]. \quad (VIII.175)$$

Согласно уравнениям (VIII. 173) и (VIII. 174) передаточная функция двухкаскадного гидравлического усилителя с соплами — заслонкой и золотником имеет вид

$$W_{гуд}(s) = \frac{Y(s)}{\varphi(s)} = \frac{K}{T^2s^2 + 2\xi T_s + 1} \quad (VIII.176)$$

или при $\xi \gg 1$

$$W_{гуд}(s) = \frac{K}{T_1s + 1}. \quad (VIII.177)$$

В электрогидравлическом приводе, имеющем двухкаскадный гидравлический усилитель с соплами—заслонкой и золотником, электрический управляющий элемент нагружен разностью усилий, возникающих на заслонке при обтекании ее струями рабочей жидкости. В силу этого уравнение динамики электрического управляющего элемента, входящего в совокупность уравнений движения всех элементов привода, должно быть составлено с учетом этих усилий.

Из сопоставления уравнений движения двухкаскадных гидравлических усилителей заключаем, что динамические свойства этих усилителей могут быть приближенно описаны передаточной функцией апериодического звена.

8. УНИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

Электрогидравлический привод является одним из наиболее эффективных технических средств автоматизации. Он незаменим там, где требуется широкий диапазон бесступенчатого регулирования скорости с большими ускорениями, высокая чувствительность, быстродействие, большая выходная мощность, способность воспринимать значительные динамические нагрузки. Расширение областей применения электрогидравлических приводов, в особенности для систем автоматического регулирования и управления, приводит к увеличению номенклатуры как самих приводов, так и их элементов. Это нежелательно для серийного производства. Одним из способов уменьшения номенклатуры элементов является их унификация (например, создание унифицированных электрогидравлических усилителей). Разработка и создание ряда таких усилителей включает в себя выбор схемы, определение числа типоразмеров, выбор конструктивных параметров каждого типоразмера и достижение при этом высоких динамических показателей.

Среди современных электрогидравлических усилителей двухкаскадный усилитель с соплом — заслонкой и золотником (рис. VIII. 38) получил широкое распространение благодаря высокой чувствительности, быстродействию, сравнительной простоте конструкции, значительному ресурсу работы в широком диапазоне давлений и температур. В силу этого данный тип усилителя был положен в основу разработки унифицированных электрогидравлических усилителей.

Первый гидравлический каскад усиления (рис. VIII. 38) представляет собой гидравлический мост, включающий постоянные *6* и переменные дроссели. Переменные дроссели образованы соплами *2* и заслонкой *3*. Второй гидравлический каскад усиления выполнен в виде золотникового усилителя, плунжер *4* которого расположен в гильзе и находится под воздействием пружин *5*, помещенных в междроссельные камеры *А* и *Б*. При смещении заслонки *3* с ней-

трального положения нарушается баланс гидравлического моста, изменяются давления рабочей жидкости в камерах *А* и *Б* и под действием неуравновешенных сил давлений рабочей жидкости на торцы плунжера *4* последний начинает перемещаться, открывая окна в гильзе. Рабочая жидкость проходит через открывшееся окно к гидравлическому двигателю и приводит его в движение. В различных по назначению приводах на выходе электрогидравлических усилителей необходимо иметь максимальные расходы рабочей жидкости, лежащие в широком диапазоне, например от 2 до 90 л/мин при рабочих давлениях от 60 до 280 кг/см². Очевидно, обеспечить необходимые мощности приводов в таком широком диапазоне расходов и давлений при помощи только одного типоразмера электрогидравлического усилителя не представляется возможным. Поэтому первый типоразмер электрогидравлических усилителей предназначался для получения небольших эксплуатационных расходов. В этом случае размеры усилителя определяются в основном не гидравлическими параметрами, а технологическими возможностями. Так, например, для расходов порядка 1,5 л/мин при давлении 200 кг/см² достаточно иметь диаметр плунжера золотника 2 мм, но при таком диаметре плунжер золотника становится нежестким и при изготовлении гильзы весьма сложно получить требуемую геометрию. Кроме того, для осуществления гидравлических соединений между элементами гидравлического усилителя необходим определенный геометрический объем. Поэтому в основу первого типоразмера гидравлических усилителей были положены технологические возможности. После определения габаритных размеров первого типоразмера, исходя из анализа существующих технологических возможностей, был произведен повторный гидравлический расчет и получены результаты, показывающие, что при принятых габаритных размерах можно получить эксплуатационный расход до 10—15 л/мин.

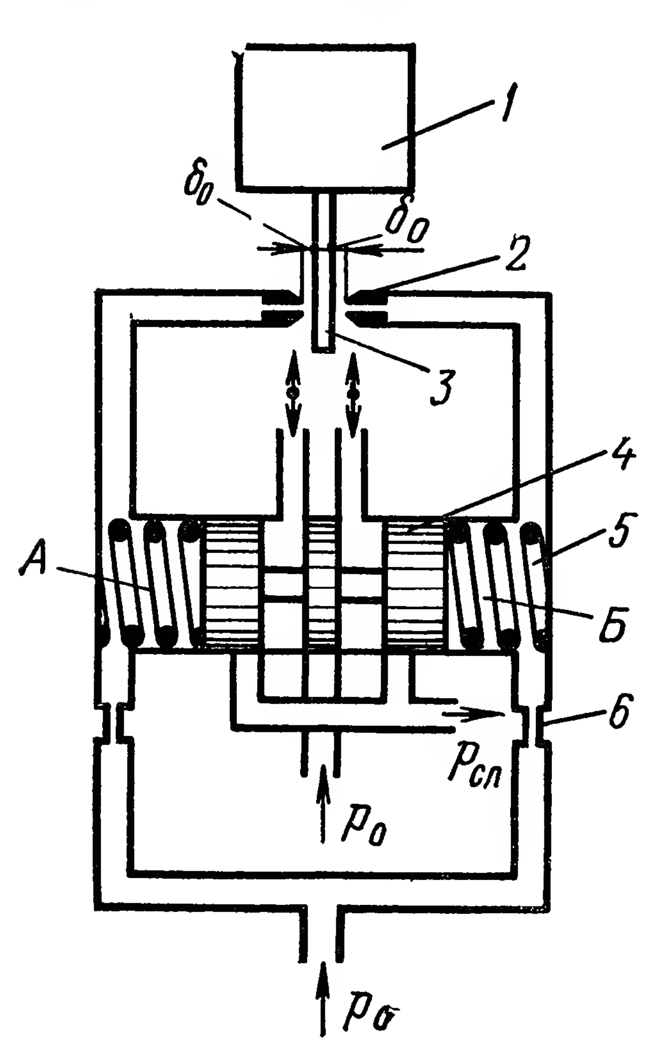


Рис. VIII.38. Принципиальная схема электрогидравлического усилителя с соплом — заслонкой и золотником:

1 — электрический преобразующий элемент; *2* — сопло; *3* — заслонка; *4* — плунжер золотника; *5* — синхронизирующие пружины; *6* — дроссель; *А*, *Б* — междроссельные камеры

Для определения габаритных размеров следующего типоразмера оказалось целесообразным ввести коэффициент увеличения, показывающий отношение габаритных размеров второго типоразмера электрогидравлических усилителей к первому. Если принять этот коэффициент равным 1,5, то второй типоразмер электрогидравлических усилителей позволяет получить максимальный эксплуатационный расход 70—90 л/мин.

Таким образом, для достижения наиболее распространенных максимальных расходов (до 90 л/мин) необходимы лишь два типоразмера электрогидравлических усилителей: первый типоразмер на поддиапазон расходов до 15 л/мин и второй типоразмер на поддиапазон расходов до 90 л/мин.

Устойчивость унифицированного электрогидравлического усилителя. Унифицированные электрогидравлические усилители могут быть применены в различных по назначению системах регулирования и управления. Для одних систем требуются быстродействующие усилители, для других такое требование может и не предъявляться. Поэтому в качестве одного из условий разработки унифицированных электрогидравлических усилителей было принято требование о получении максимального быстродействия. В связи с этим выбор конструктивных параметров унифицированных быстродействующих электрогидравлических усилителей состоял в определении диаметра сопла, зазора между соплом и заслонкой, проводимости дросселей и утечек рабочей жидкости, обеспечивающих заданное быстродействие, и в сохранении полученного быстродействия при изменении выходной мощности усилителя.

Известно, что одним из важнейших параметров, определяющих быстродействие электрогидравлического усилителя и конструктивные параметры его элементов при различных выходных мощностях, являются утечки рабочей жидкости через сопла. Утечки, связанные с получением желаемой постоянной времени усилителя [2]

$$T_1 = \frac{1}{c_1}\left[q + \frac{f^2}{(K_p^*)_{\alpha=0}}\right] \qquad \text{(VIII.178)}$$

можно определить по уравнению

$$Q_у = \frac{2\delta_0}{r}(K_\alpha)_{\alpha=0}, \qquad \text{(VIII.179)}$$

где T_1 — желаемая постоянная времени электрогидравлического усилителя;
c_1 — суммарная жесткость синхронизирующих пружин и осевой гидродинамической силы;
q — коэффициент вязкого трения плунжера о гильзу;
$(K_p^*)_{\alpha=0}$ — коэффициенты обобщенной статической характеристики первого каскада усиления;
f — площадь торца плунжера золотника;
$Q_у$ — утечки через сопла;
δ_0 — начальный зазор между соплом и заслонкой;
r — расстояние от оси поворота заслонки до оси сопел.

Для получения высокого быстродействия с целью более широкого применения унифицированных электрогидравлических усилителей, постоянная времени T_1 должна быть минимальной, но обеспечивающей с достаточным запасом устойчивость работы электрогидравлического усилителя. Из рассмотрения уравнений, описывающих

электрогидравлический усилитель как линейный элемент [1], при пренебрежении сжимаемостью рабочей жидкости, осевой гидродинамической силой, массой и скоростным трением плунжера золотника, можно получить передаточную функцию усилителя

$$W(s)=\frac{X(s)}{I(s)}=\frac{K}{A_0s^3+A_1s^2+A_2s+A_3}, \qquad \text{(VIII.180)}$$

где K, A_0, A_1, A_2, A_3 — постоянные величины, зависящие от конструктивных параметров электрогидравлического усилителя и коэффициентов его обобщенной характеристики.

При этом условие устойчивости, выраженное через параметры конструкции, может быть записано в виде

$$\frac{K}{(K_\alpha)_{\alpha=0}}\geqslant\left(\frac{J_я}{q_я}-\frac{q_я}{b+B}\right)\frac{a}{f}; \qquad \text{(VIII.181)}$$

$$K=\frac{(K_\alpha)_{\alpha=0}fa}{(K_p^*)_{\alpha=0}c(b+B)}; \qquad B=\frac{rf_c(K_\alpha)_{\alpha=0}}{(K_p^*)_{\alpha=0}}, \qquad \text{(VIII.182)}$$

где a, b — коэффициенты обобщенной характеристики электрического преобразующего элемента;
c — жесткость синхронизирующих пружин;
$J_я$ — момент инерции подвижных частей преобразующего элемента;
q — коэффициент вязкого трения заслонки;
f_c — площадь отверстия сопла.

Исследование созданных унифицированных электрогидравлических усилителей показывает, что неравенство (VIII. 181) всегда выполняется, т. е. устойчивость реальных электрогидравлических усилителей, рассматриваемая в пределах линейной теории, не вызывает сомнений. Проведенное моделирование унифицированных электрогидравлических усилителей на аналоговых вычислительных машинах показывает, что в диапазоне частот до 25 Гц электрогидравлические усилители можно рассматривать с достаточной степенью точности, приемлемой для инженерной оценки быстродействия усилителя, как апериодические звенья. Действительные переходные процессы унифицированных электрогидравлических усилителей при ступенчатом изменении входной координаты носят немонотонный апериодический характер. Вид такого переходного процесса для одного из исследованных усилителей представлен на рис. VIII. 39. Апериодический характер переходного процесса обусловливается гидравлическими каскадами усиления, высокочастотные колебания переходного процесса обусловлены колебательным про-

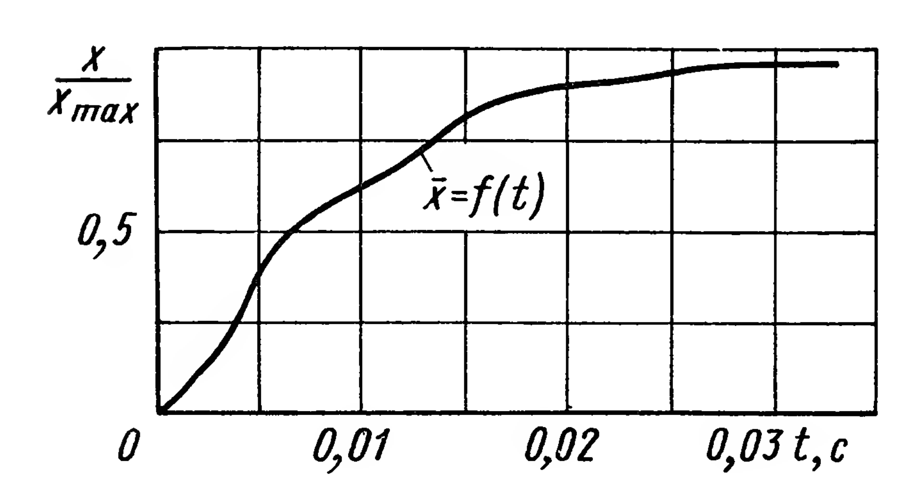


Рис. VIII.39. Переходный процесс в унифицированном электрогидравлическом усилителе при скачкообразном изменении входного сигнала

цессом в электромагнитном управляющем элементе. Встречающаяся в практике неустойчивость работы связана с несовершенством изготовления отдельных элементов, вызывающим неустойчивость первого каскада и колебательность на выходе.

Утечки рабочей жидкости через сопла и проводимость дросселей. Учитывая вывод об устойчивости реального электрогидравлического усилителя, необходимую величину утечек $Q_у$ через сопла гидравлического усилителя определяют как среднюю величину, обеспечивающую заданное и технически реализуемое в системах управления быстродействие и являющуюся допустимой по энергетическим возможностям источника питания. В уравнении (VIII. 179), определяющем $Q_у$ для каждого типоразмера, неизвестным является величина зазора δ_0 между соплом и заслонкой, т. е. параметр, определяющий динамику гидравлического усилителя и утечку. Заданную постоянную времени гидравлического усилителя можно получить при малой утечке уменьшением зазора между соплом и заслонкой, но уменьшение зазора ниже допустимого может привести к засорению зазора и выходу из строя гидравлического усилителя. Поэтому при выборе величины зазора учитывается реальная чистота жидкости, обеспечиваемая распространенными способами фильтрации, т. е.

$$\delta_0 \geqslant k_ф \Delta, \qquad (VIII.183)$$

где Δ — наибольший размер частиц, пропускаемых фильтром, установленным перед соплом;

$k_ф$ — коэффициент запаса фильтрации.

Подставляя выражение (VIII. 183) в уравнение (VIII. 179), определим наименьшую величину утечек для каждого типоразмера гидравлического усилителя.

Так как каждый типоразмер унифицированных электрогидравлических усилителей характеризуется не только диапазоном расхода рабочей жидкости на выходе, но и высоким быстродействием при различных выходных мощностях, то после определения параметров, обеспечивающих заданное быстродействие гидравлического усилителя для конкретной выходной мощности, возникает задача сохранить полученное быстродействие при работе гидравлического усилителя на различных входных давлениях и при различных эксплуатационных расходах. При таких расходах и постоянном давлении рабочей жидкости это можно осуществить изменением только ширины дросселирующей площади проходного сечения золотникового усилителя, оставив максимальный ход его плунжера и все его остальные конструктивные параметры неизменными. Несколько сложнее сохранить высокое быстродействие гидравлических усилителей при работе на различных входных давлениях. Анализ динамики унифицированных электрогидравлических усилителей с использованием моделирования показал, что высокое быстродействие гидравлических усилителей при различных входных давлениях рабочей жидкости можно сохранить изменением проводимости дросселей гидравличес-

ких усилителей. Основой для выбора проводимости дросселей является условие сохранения заданных значений коэффициентов $(K_\alpha)_{\alpha=0}$ и $(K_p^*)_{\alpha=0}$ при переходе от одного рабочего давления к другому. С целью унификации весь диапазон применяемых давлений разбит на четыре участка: 0—90, 90—150, 150—210, 210—280 кг/см². В связи с этим каждый типоразмер унифицированных гидравлических усилителей имеет четыре пары постоянных дросселей для фиксированных значений давлений.

Конструкция и характеристики унифицированного электрогидравлического усилителя. Для простоты применения, ремонта, настройки, замены элементов, достижения большого ресурса работы в различных условиях эксплуатации, а также возможности работы в диапазоне температур до 150—200° С особое внимание было уделено конструкции унифицированных электрогидравлических усилителей. Электрогидравлический усилитель выполнен конструктивно в виде единого блока, показанного на рис. VIII. 40. В рабочей жидкости часто присутствуют магнитные частицы, которые в процессе длительной эксплуатации могут попасть в рабочие и паразитные зазоры электромагнитного преобразующего элемента. Для широкого применения унифицированных электрогидравлических усилителей в разнообразных системах регулирования и управления и их длительной надежной работы в усилителях использован электромагнитный преобразующий элемент так называемого «сухого» типа, т. е. не подверженный воздействию рабочей жидкости. По этой же причине внешние уплотнения *3* выполнены двойными (рис. VIII. 41).

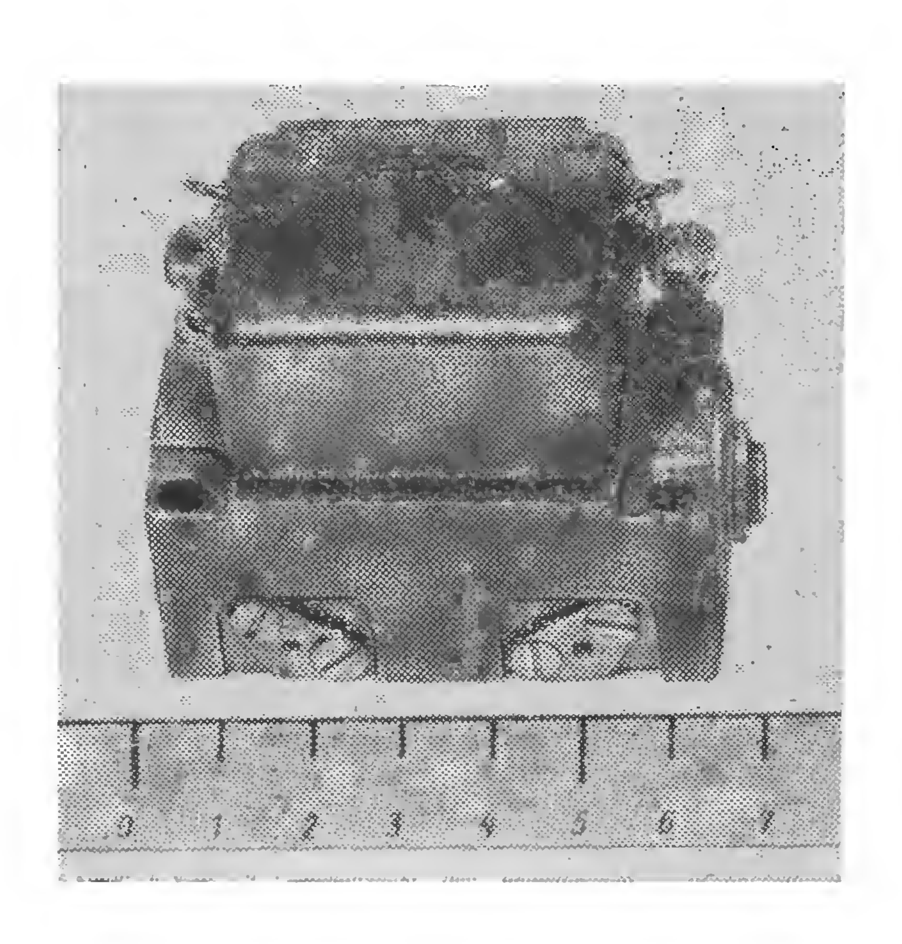


Рис. VIII.40. Внешний вид унифицированного электрогидравлического усилителя первого типоразмера

На рис. VIII. 42 изображен электромагнитный преобразующий элемент. Преобразующий элемент состоит из корпуса *1*, в котором установлены сопла *2* и трубчатая пружина узла подвижной системы *4*. К корпусу болтами *11* крепится пакет, состоящий из полюсных наконечников *6* и четырех постоянных магнитов. Между полюсными наконечниками располагаются катушки *3*. Узел подвижной системы (рис. VIII. 43, *а*) состоит из якоря *1*, заслонки *2* и трубчатой пружины *3*.

Магнитные потоки, создаваемые четырьмя постоянными магнитами, проходят по полюсным пластинам, полюсным наконечни-

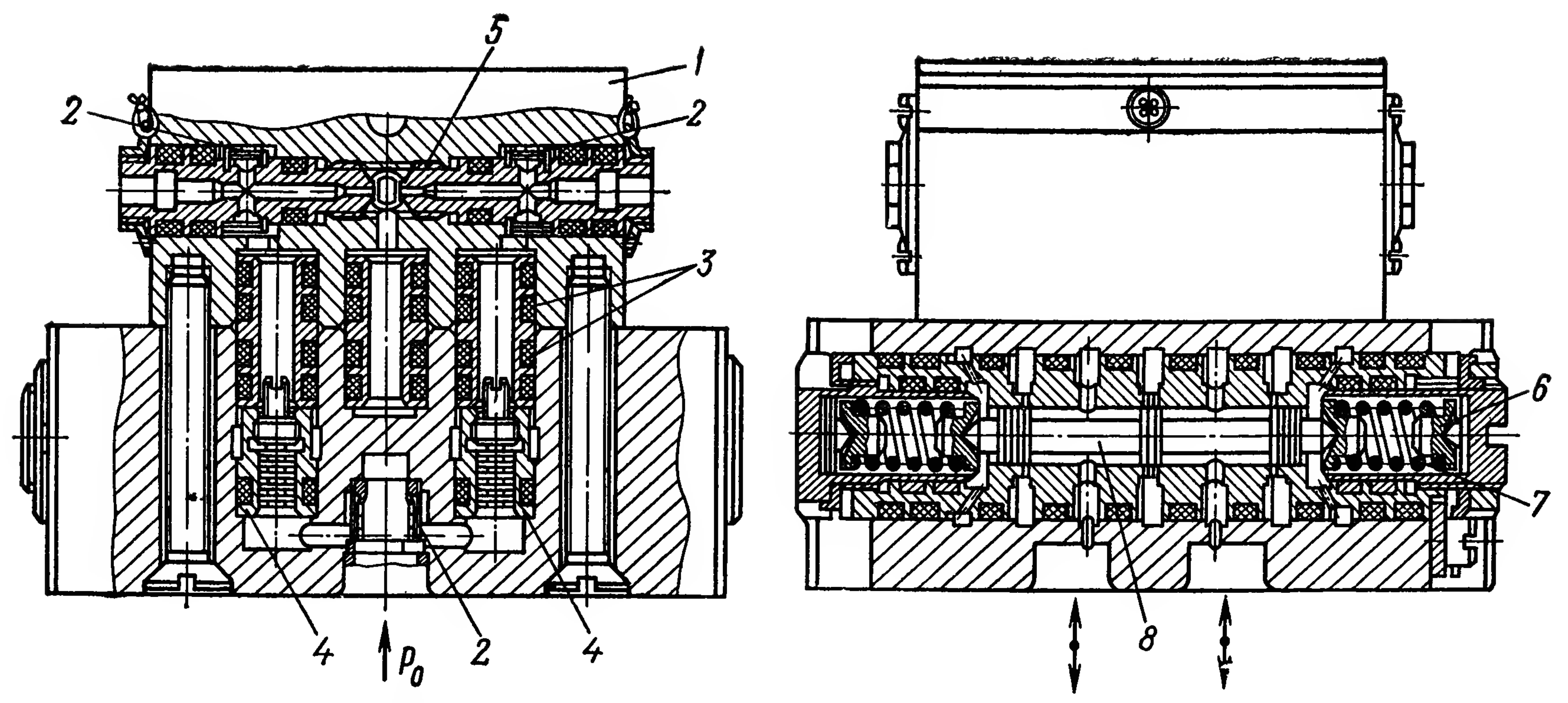


Рис. VIII.41. Конструкция унифицированного электрогидравлического усилителя:

1 — электромагнитный преобразующий элемент; *2* — фильтры, *3* — уплотнения; *4* — дроссели; *5* — сопла; *6* — упоры; *7* — синхронизирующие пружины; *8* — плунжер золотника

Рис. VIII.42. Конструкция электромагнитного преобразующего элемента:

1 — корпус; *2* — сопла; *3* — катушки; *4* — подвижная система; *5* — полюсные пластины; *6* — полюсные наконечники; *7* — якорь; *8* — трубчатая пружина; *9* — заслонка; *10* — магнитопровод; *11* — стяжной болт

Плунжер вывернут

Плунжер ввернут

а)

б)

в)

Рис. VIII.43. Конструкция элементов усилителя:

а — подвижная система электромагнитного преобразующего элемента: *1* — якорь; *2* — заслонка; *3* — трубчатая пружина; *б* — конструкция фильтра: *1* — корпус усилителя; *2* — цилиндр с отверстиями; *3* — шайба, крепящая пакет цилиндров; *в* — конструкция дросселя с постоянным проходным сечением: *1* — плунжер дросселя; *2* — бурт; *3* — дросселирующее окно; *4* — регулировочный винт

кам и якорю. При равенстве сил, действующих на якорь, последний находится в равновесном нейтральном положении, а изгибающий момент трубчатой пружины равен нулю. При подаче в катушки входного сигнала той или иной полярности управляющий магнитный поток нарушает равенство сил, приложенных к каждому концу якоря со стороны верхнего и нижнего зазоров. Неуравновешенные силы, действующие на левый и правый концы якоря, направлены противоположно и подвижная система за счет изгиба трубчатой пружины от пары сил, приложенных к концам якоря, начинает поворачиваться. Новое равновесное положение определяется равенством моментов пары электромагнитных сил и противодействующей упругой силы трубчатой пружины. При этом поворачивается и жестко связанная с якорем заслонка, прикрывая одно и открывая другое сопло.

В процессе эксплуатации многократные изменения температур в широком диапазоне, действие сливного давления на торцы сопел могут вызвать нежелательные перемещения сопел относительно корпуса электромагнитного преобразующего элемента, приводящие к изменению настройки усилителя, дрейфу нуля и изменению коэффициентов усиления. Для ликвидации этого явления сопла фиксируются относительно корпуса пружинными гайками.

Изменение коэффициентов усиления и дрейф нуля при изменении температуры рабочей жидкости могут быть вызваны также изменением вязкости рабочей жидкости. Действительно, потери давления в рабочем канале сопла пропорциональны вязкости рабочей жидкости. Чем больше потери давления в сопле, тем больше влияние этих потерь на настройку гидравлического моста усилителя. С целью стабилизации параметров настройки в унифицированном электрогидравлическом усилителе сопла выполнены с малой длиной рабочего канала.

Как отмечалось выше, начальный зазор δ_0 между соплом и заслонкой оказывает влияние на постоянную времени электрогидравлического усилителя. Кроме того, величина зазора должна быть равна $\delta_0 = k_ф \Delta$. Чтобы обеспечить минимально возможный зазор δ_0, установлен фильтр, пропускающий частицы наименьшего размера. Для этого в ветвях гидравлического моста установлены дополнительные фильтры *2* (см. рис. VIII.41). Питание гидравлического моста осуществляется через так называемый самоочищающийся фильтр, который установлен так, что поток рабочей жидкости проходит через фильтр в радиальном направлении, а поток жидкости к золотнику *8* — в осевом направлении, смывая с фильтра загрязняющие частицы. Сами фильтры «щелевого типа» (рис. VIII.43, *б*) состоят из пакета цилиндров с отверстиями. Отверстия в соседних цилиндрах смещены друг относительно друга. Частицы примесей отфильтровываются в зазоре между цилиндрами.

Для уменьшения дрейфа нуля, улучшения симметричности статической скоростной характеристики необходимо иметь равенство

расходов в ветвях гидравлического моста. Без регулировки расходов осуществить это весьма затруднительно. Для облегчения условий изменения расходов рабочей жидкости постоянные дроссели являются регулируемыми. Регулируемые дроссели (рис. VIII. 43,*в*) выполнены в виде плунжеров с буртами *2*, разделенными проточками. Каждый бурт имеет дросселирующее окно *3* прямоугольного сечения, смещенное по отношению к окну соседнего бурта. Вращением винта *4* для настройки гидравлического моста можно изменить количество буртов, введенных в поток рабочей жидкости, и тем самым — сопротивление дросселя.

Конструкция унифицированного электрогидравлического усилителя позволяет быстро и удобно снимать и монтировать его элементы, в частности, в связи с необходимостью замены дросселей при переходе от одного рабочего давления к другому. Для достижения этой цели все элементы, включая и золотник, доведены до готовых узлов.

Чувствительность электрогидравлического усилителя в значительной степени зависит от величины сил трения на плунжере золотника. С целью исключения перекоса и защемления плунжера синхронизирующие пружины *7* (рис. VIII.41) установлены на центрирующих упорах *6*.

Конструкционные материалы и выбранные уплотнения обеспечивают работоспособность унифицированного электрогидравлического усилителя на всех распространенных в гидравлических системах жидкостях в интервале температур от —60 до +200 °С. Малые габариты (рис. VIII.44) и удобный монтаж способствуют широкому применению унифицированных усилителей. Все конструктивные элементы в процессе применения унифицированных электрогидравлических усилителей прошли большую отработку и имеют повышенную надежность.

Вид расходной и нагрузочной характеристик этих усилителей показан на рис. VIII.45. Расходная характеристика описывается уравнением

$$Q = \mu b \frac{K_p i f}{c} \sqrt{p_0 - p_{сл} - \Delta p_н}, \qquad (VIII.184)$$

где Q — эксплуатационный расход;
μ — коэффициент расхода золотникового усилителя;
K_p — коэффициент усиления по давлению первого каскада усиления;
i — управляющий сигнал;
f — площадь торцов плунжера золотникового усилителя;
c — суммарная жесткость синхронизирующих пружин;
p_0 — постоянное давление питания рабочей жидкостью;
$p_{сл}$ — сливное давление рабочей жидкости;
$\Delta p_н$ — перепад давлений рабочей жидкости в гидравлическом двигателе, обусловленный внешней нагрузкой.

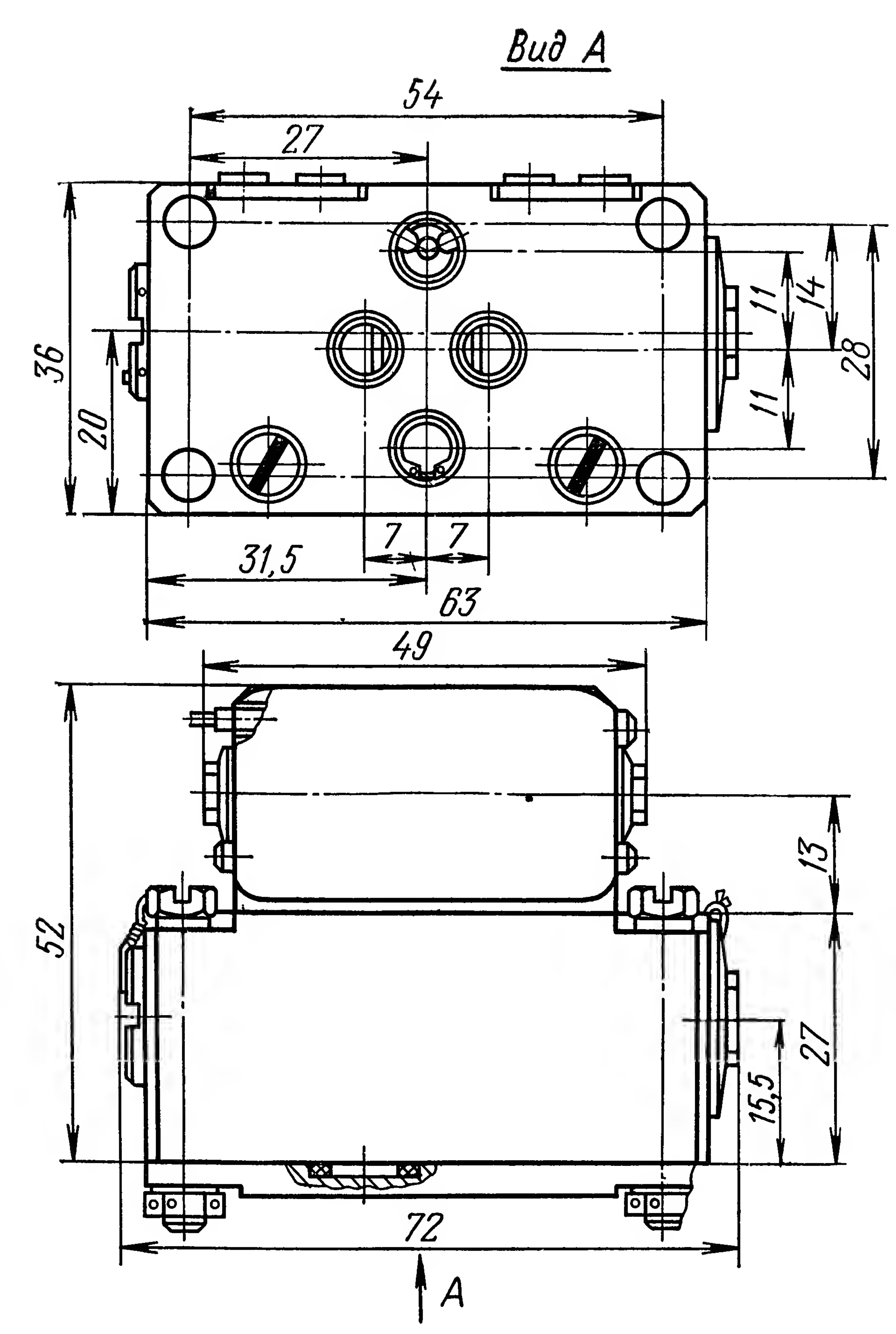


Рис. VIII.44. Унифицированный электрогидравлический усилитель первого типоразмера

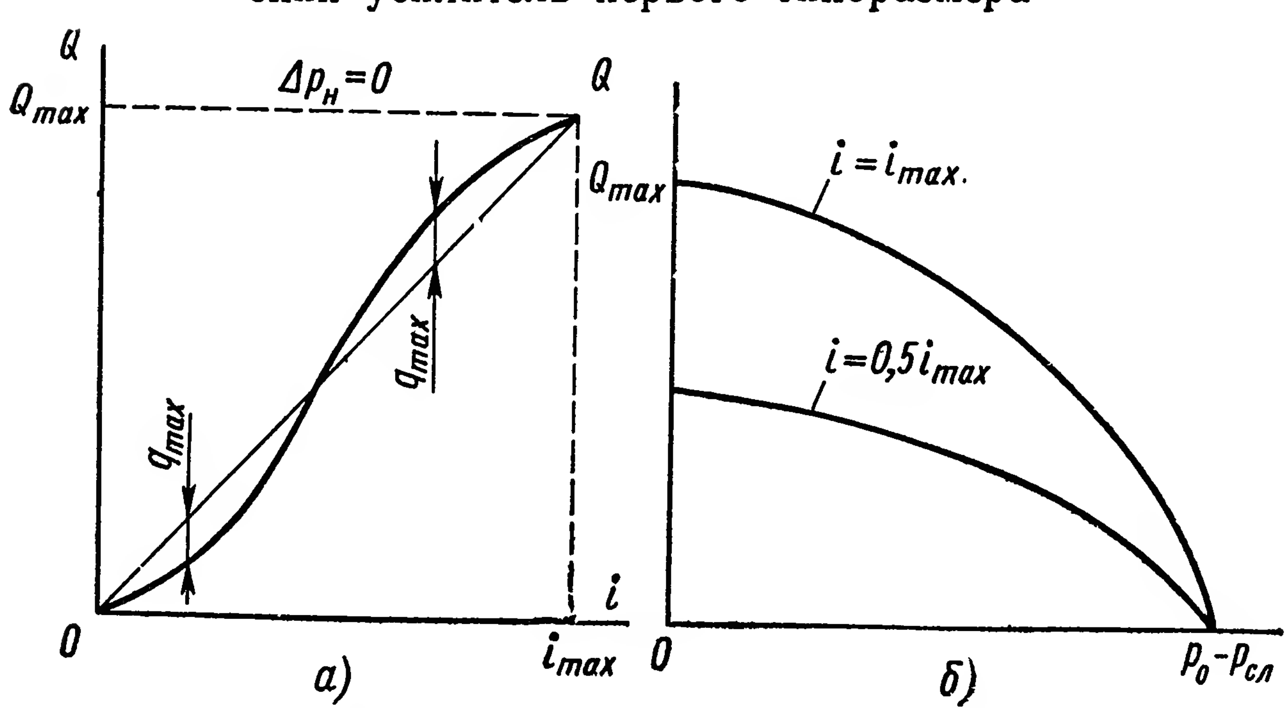


Рис. VIII.45. Характеристики унифицированного электрогидравлического усилителя:

а — расходная; *б* — нагрузочная

Нелинейность расходной характеристики определяется как отношение максимального отклонения q_{max} реальной расходной характеристики от ее линейной формы к максимальному расходу:

$$H = \frac{q_{max}}{Q_{max}} \qquad \text{(VIII.185)}$$

и не превышает 10%. Нагрузочная характеристика, т. е. зависимость эксплуатационного расхода от величины внешней нагрузки, для унифицированных электрогидравлических усилителей имеет вид квадратичной зависимости.

В табл. VIII. 2 приведены основные технические характеристики унифицированных электрогидравлических усилителей. Для различных по назначению систем регулирования и управления существуют два унифицированных электрогидравлических усилителя, имеющих эксплуатационные расходы от 2 до 90 л/мин при давлении рабочей жидкости 200 кг/см² и способных работать при давлениях рабочей жидкости 60; 90; 150; 210 и 280 кг/см².

Таблица VIII.2

Технические характеристики электрогидравлических усилителей

Типы усилителей	Максимальная производительность, л/мин				Максимальный ток управления, мА	Чувствительность	Максимальное смещение нуля	Нелинейность расходной характеристики	Утечка рабочей жидкости, л/мин	Сопротивление R обмотки электромагнитного элемента, Ом
	90 кг/см²	150 кг/см²	210 кг/см²	280 кг/см²						
I-0,5	1,5	2,0	2,5	3,0	14 при $R = 600$ Ом 28 при $R = 300$ Ом	3%	Не более 10%	Не более 10%	Не более 0,9	300 или 600
I-1,5	4,5	6,0	7,0	8,0						
I-2,0	5,5	7,0	8,5	10,0						
I-3,5	8,5	12,0	14,0	15,5						
II-6,0	30,0	40,0	60	90						

Примечание. Цифра в обозначении типа электрогидравлического усилителя указывает ширину дросселирующей щели золотникового усилителя в мм.

Расчет, испытания и применение усилителей показали, что метод, положенный в основу создания ряда унифицированных электрогидравлических усилителей, обеспечивает хорошие статические характеристики и достаточно высокое быстродействие усилителей. Внедрение унификации дает значительный экономический эффект при конструировании гидравлических приводов, сокращает номенклатуру деталей в серийном производстве, уменьшает объем технологической документации и оснастки, повышает надежность агрегатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гамынин Н. С.** и др Гидравлический следящий привод. М., «Машиностроение», 1968, 564 с.

2. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления. М., «Машиностроение», 1967, 255 с.

3. **Крассов И. М.** Дроссельный эффект в гидравлическом усилителе со струйной трубкой. «Приборы и системы управления», 1968, № 4.

4. **Рузский Ю. Е.** Электрогидравлические регуляторы. «Автоматическое управление и вычислительная техника» Вып. 1. М., Машгиз, 1958, 304 с.

5. **Хохлов В. А.** Электрогидравлический следящий привод. М., «Наука», 966, 240 с.

ГЛАВА IX

ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

В пневматических приводах САР для перемещения органов управления в качестве энергоносителя используется энергия газа (холодного или горячего), поступающего от специального источника. Любой пневматический* привод состоит из пневматического усилителя и пневматического исполнительного устройства (двигателя.) Распределение потоков газа между двумя рабочими камерами пневматического исполнительного устройства, регулирование его давлений и расходов осуществляются пневматическим усилителем. Разность давлений в полостях пневматического двигателя образует силу, вызывающую перемещение поршня и штока нагруженного двигателя со скоростью, определяемой расходной характеристикой.

Так как мощность воздействия, управляющего пневматическим усилителем, мала (единицы ватт), а разность мощностей воздействия двух газовых потоков на поршень пневматического двигателя велика (киловатты), то последний имеет высокий коэффициент усиления по мощности при незначительной массе конструкции привода. Это позволяет в большинстве случаев создавать надежные, простые и компактные пневматические усилители. При большой энергоемкости и значительном быстродействии пневматические усилители отличаются от гидравлических, как правило, наличием лишь одного каскада усиления по мощности, а также менее жесткими допусками на изготовление их элементов и узлов.

Основные технические характеристики пневматических усилителей на холодном и горячем газе приведены в табл. XI.I.

1. ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Пневматическим усилителем (ПУ) автоматизированного привода называют устройство, предназначенное для преобразования и усиления по мощности слабого механического сигнала электромеханического преобразователя в более сильное воздействие газового потока на пневматический двигатель (ПД) с целью изменения величины и знака скорости выходного вала ПД.

* В данной работе под термином «пневматический усилитель» будет пониматься как усилитель, работающий на холодном воздухе, так и усилители, работающие на любом горячем газе (газовый усилитель).

Таблица IX.1

Основные технические характеристики пневматических усилителей

Технические характеристики		Значения параметров: Усилитель на холодном газе	Значения параметров: Усилитель на горячем газе
	Ток на входе	Постоянный, ШИМ	Постоянный, ШИМ
	Коэффициент усиления по мощности k_P	10^3	$10^3 \div 10^4$
	Полоса пропускания Δf, Гц	$100 \div 300$	$50 \div 400$
Предельные энергетические параметры	Максимальная выходная мощность $P_{вых\,max}$, Вт	$15 \cdot 10^2$	$30 \cdot 10^2 \div 13 \cdot 10^3$
	Мощность на единицу массы $P_{уд}$, Вт/кг	$3 \cdot 10^3$	$13 \cdot 10^3 \div 15 \cdot 10^3$
	Минимальный входной ток $I_{вх\,min}$, А.	$15 \cdot 10^{-3}$	$65 \cdot 10^{-3}$
	Минимальное входное напряжение $U_{вх\,min}$, В	100	20
	К.п.д. η, %	30	$20 \div 30$
	Ресурс работы t_p, ч	$50 \div 100$	$3 \cdot 10^{-2} \div 60 \cdot 10^{-3}$
Предельные параметры среды	Температурный диапазон, Δt, °С	$-60 \div +70$	$-60 \div +700$
	Относительная влажность, %	98	98
	Вибростойкость	$8g$ При 600 Гц	$8g$ При 600 Гц

Пневматический усилитель увеличивает общий коэффициент усиления по мощности системы привода за счет использования дополнительной энергии газового потока (сжатый воздух, горячий газ любого состава). В большинстве случаев выходная величина электромеханического преобразователя (ЭМП) представляет собой угол α поворота оси якоря ($\alpha = \pm 1 \div 3°$), жестко связанной с подвижной частью пневматического распределительного устройства (ПРУ: струйная трубка, заслонка, золотник и т. п.). За счет перемещения подвижных частей ПРУ происходит регулирование потоков газа, поступающих в приемные или входные штуцеры пневматического двигателя (приемники ПД).

Все пневматические усилители разделяют на три класса систем регулирования.

Система непрерывного действия. Между управляющим воздействием ЭМП и параметрами потоков газа ПУ существует непрерывная функциональная связь.

Система импульсного действия. Величины параметров потоков газов ПУ представляют собой последовательность импульсов, частота повторения которых зависит от величины управляющего воздействия ЭМП в отдельные (дискретные) моменты времени.

Системы релейного действия. Величины параметров потоков газов ПУ остаются постоянными вне зависимости от значения величины управляющего воздействия на входе, а их полярность определяется только знаком этого воздействия.

В свою очередь, каждая система пневматических усилителей классифицируется по принципу дроссельного управления на пять различных типов:

пневматические усилители с управляющими дросселями на входе и выходе (ПУ со струйной трубкой);

пневматические усилители с управляющими дросселями на входе в одну полость и на выходе из другой (ПУ с золотником);

пневматические усилители с управляющими дросселями только на выходе (ПУ с соплом—заслонкой);

пневматические усилители с управляющими дросселями только на входе (ПУ с заслонкой);

пневматические усилители комбинированного типа.

В основу такого деления положен принцип изменения газовых потоков при втекании и вытекании газа. Так, в пневматическом усилителе со струйной трубкой изменяются два газовых потока при втекании и два при вытекании газа из полости пневматического двигателя (регулирование по входу и выходу). В пневматическом усилителе с золотником газовые потоки при втекании во вторую полость и вытекании из первой полости практически отсутствуют, а при втекании в первую полость и вытекании из второй — переменные, зависящие от величины управляющего воздействия (регулирование — по входу в одну полость и выходу из другой). В пневматическом усилителе с соплом—заслонкой газовые потоки при втекании — постоянные (не зависят от управляющего воздействия), а при вытекании — переменные, зависящие от величины управляющего воздействия (регулирование — по выходу). В пневматическом усилителе с заслонкой газовые потоки при вытекании — постоянные, а при втекании в полости пневматического двигателя — переменные, зависящие от управляющего воздействия (регулирование по входу).

К пневматическим усилителям комбинированного типа относятся все остальные усилители, например усилители, у которых в зависимости от величины управляющего воздействия может быть на отдельных участках различный принцип регулирования, т. е. при малых сигналах управляющего воздействия принцип регулирования ПУ со струйной трубкой, а при больших — с золотником. К комбинированным усилителям относятся также ПУ с многокаскадными принципами усиления сигнала возмущающего воздействия с использованием дополнительного более мощного вида энергии.

Для изучения устройства пневматического усилителя со струйной трубкой и выяснения его принципа действия на рис. IX.1 показана конструктивная схема ПУ, а на рис. IX.2, *а* — схема газовых потоков. Газовый поток проходит через штуцер *1* и переходную втулку *3*. Струйная трубка *2* и приемные окна *5* и *6* разделяют

входной поток ($G_{вх}$) на два изменяющихся в зависимости от угла поворота оси *4* ЭМП переменных потока втекания в первую (G_{11}) и во вторую (G_{12}) полости ПД. При этом потоки вытекания из полостей ПД (G_{21} и G_{22}) будут также изменяться в зависимости от угла поворота. При непрерывной системе автоматического регулирования между управляющим воздействием ЭМП ($U_к$ или $I_к$), углом поворота оси ЭМП (α) и параметрами потоков (G_{11}, G_{12}, G_{21} и G_{22}) существует непрерывная функциональная связь. Основой этой связи являются обычно линейный режим работы ЭМП и взаимосвязанное изменение проходных сечений дросселей (или газовых сопротивле-

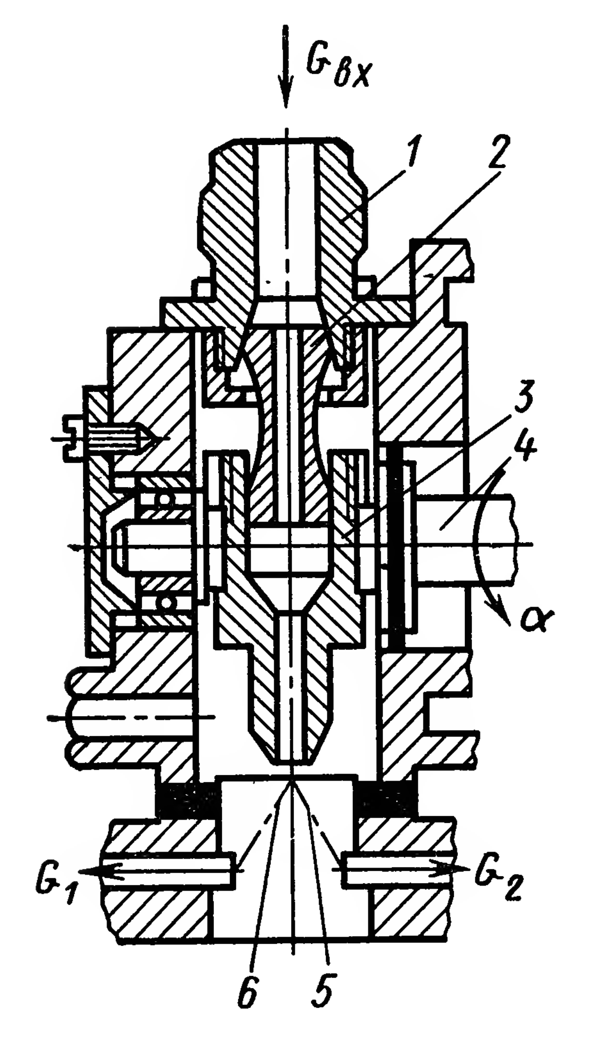


Рис. IX.1. Конструктивная схема пневматического усилителя со струйной трубкой:

G_1 — расход газа в первую полость; G_2 — расход входного газового потока во вторую полость; $G_{вх}$ — расход входного газового потока

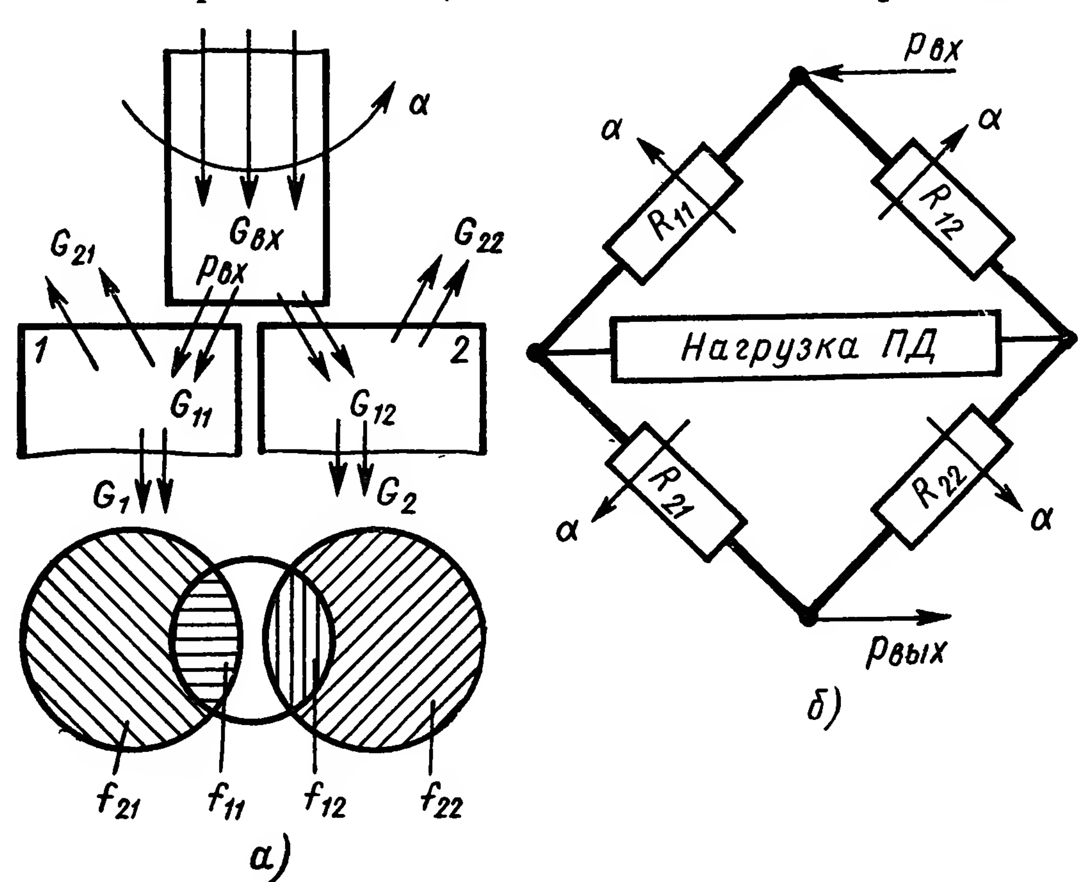


Рис. IX.2. Пневматический усилитель со струйной трубкой:

а — схема газовых потоков; *1*, *2* — входные отверстия приемника давлений; *б* — схема пневматического моста

ний R_{ij}) для всех четырех потоков газа (f_{11}, f_{21}, f_{12} и f_{22}), т. е. работу пневматического усилителя со струйной трубкой можно представить эквивалентной схемой пневматического моста усилителя, показанной на рис. IX.2, *б*. Последний питается избыточным газовым потоком с постоянными параметрами входного ($p_{вх}$) и выходного давлений ($p_{вых}$) и имеет переменные газовые сопротивления втекания в первую полость (R_{11}) и во вторую (R_{12}), вытекания из первой (R_{21}) и из второй полостей (R_{22}); причем при увеличении R_{11} обязательно пропорционально изменяется (уменьшается) R_{12}, а при увеличении R_{22} пропорционально уменьшается R_{21} и наоборот (рис. IX. 2, *а*). Пневматический усилитель со струйной трубкой является общим случаем схемы построения пневматических усилителей, а все остальные (три схемы ПУ) являются частными случаями этой общей

схемы, в которой будут изменяться не все газовые сопротивления.

Так, пневматический усилитель с соплом — заслонкой, приведенный на рис. IX.3, имеет переменные газовые сопротивления только при вытекании газа из полостей ПД (R_{21} и R_{22}), а газовые сопро-

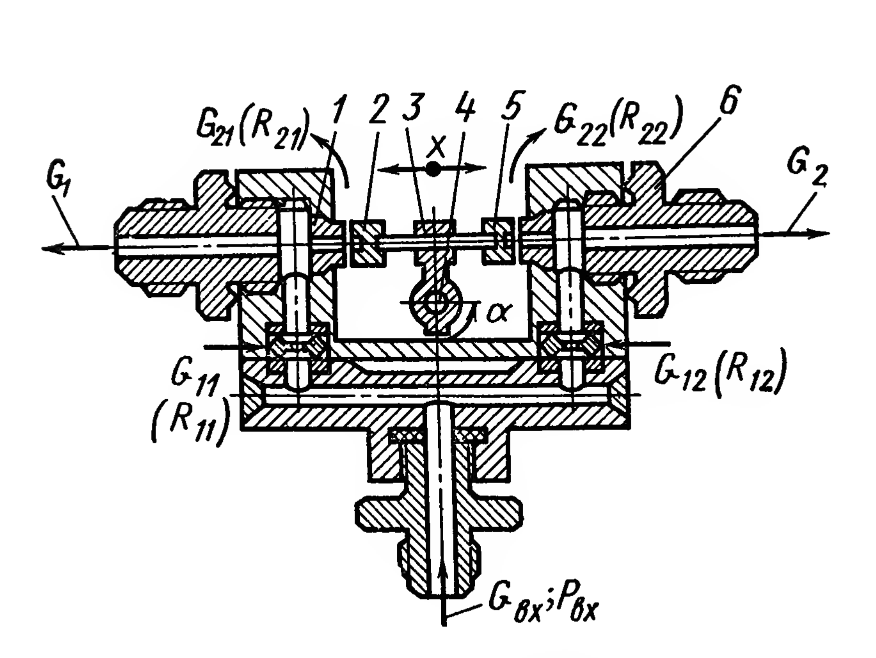


Рис. IX.3. Конструктивная схема пневматического усилителя с соплом — заслонкой

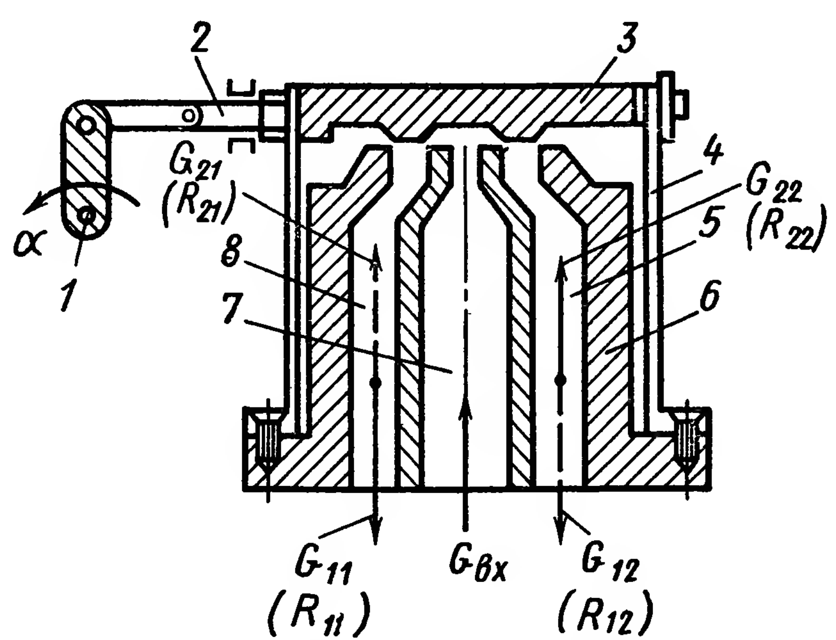


Рис. IX.4. Конструктивная схема пневматического усилителя с золотником:

1 — ось ЭМП; *2* — тяга; *3* — пластина; *4* — пластинчатая пружина; *5*, *7*, *8* — каналы; *6* — корпус

тивления при втекании (R_{11} и R_{12}) имеют постоянные значения. Переменные газовые сопротивления на выходе образуются прикрытием сопел *1* и *6* соответственно заслонками *2* и *5*, перемещающимся на величину x, пропорциональную углу α поворота оси ЭМП; причем между углом поворота оси ЭМП *4* и перемещением x заслонок существует непрерывная связь с помощью передаточного механизма *3*. Следовательно, схема пневматического моста ПУ с соплом — заслонкой отличается от общей схемы пневматического моста со струйной трубкой (см. рис. IX.2, *б*) только тем, что в данном случае газовые сопротивления втекания R_{11} и R_{12} — постоянные.

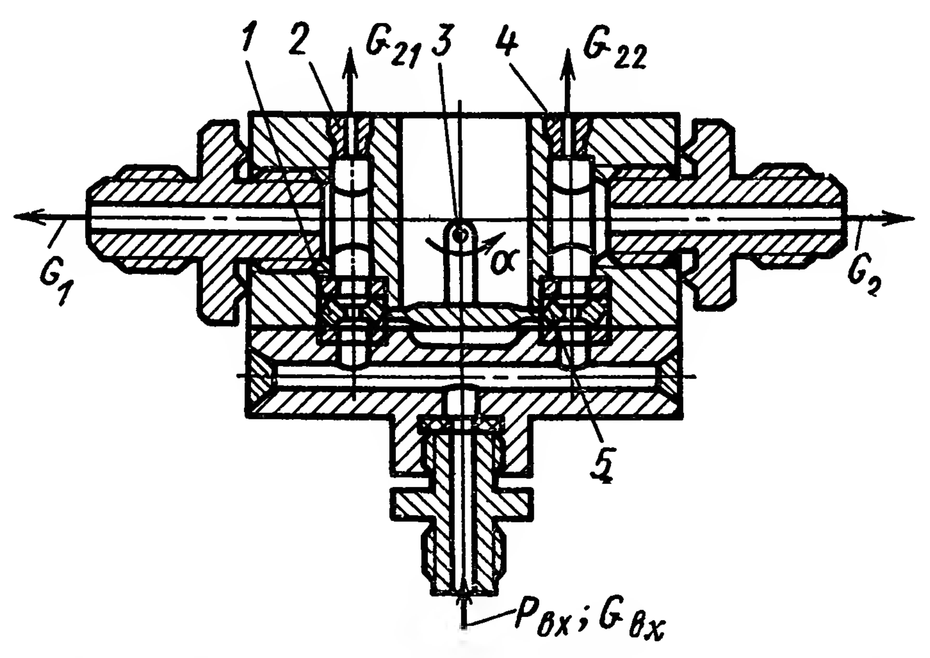


Рис. IX.5. Конструктивная схема пневматического усилителя с заслонкой

Пневматический усилитель с плоским золотником, показанный на рис. XI.4, отличается от предыдущих ПУ тем, что у него при отклонении оси *1* ЭМП в одну сторону происходит передвижение пластины *3* и изменение расхода втекания G_{11} (газового сопротивления втекания R_{11}) и вытекания G_{22} (R_{22}) (значения газовых сопротивлений втекания R_{12} и вытекания R_{21} практически бесконечно велики). При отклонении оси ЭМП в другую сторону происходит

изменение газовых сопротивлений втекания R_{12} и вытекания R_{21} (значения газовых сопротивлений втекания R_{11} и вытекания R_{22} остаются постоянными). Схема пневматического моста ПУ с золотником (см. рис. IX.2, *б*) имеет при положительном угле α переменные газовые сопротивления втекания в первую полость R_{11} и вытекания из второй полости R_{22}. При отрицательном угле α наоборот: переменные сопротивления втекания во вторую полость и вытекания из первой. Таким образом, имеет место второй частный случай общей схемы ПУ. Схема ПУ с заслонкой (рис. IX.5) отличается от предыдущих схем ПУ тем, что при отклонении оси *3* ЭМП изменяются газовые сопротивления втекания (проходные сечения шайб *1* и *5*), а газовые сопротивления вытекания (проходные сечения *2* и *4*) остаются постоянными. Схема пневматического моста такого усилителя может быть получена из общей схемы (см. рис. IX.2, *б*) при переменных сопротивлениях втекания R_{11} и R_{12} и постоянных сопротивлениях вытекания R_{21} и R_{22}.

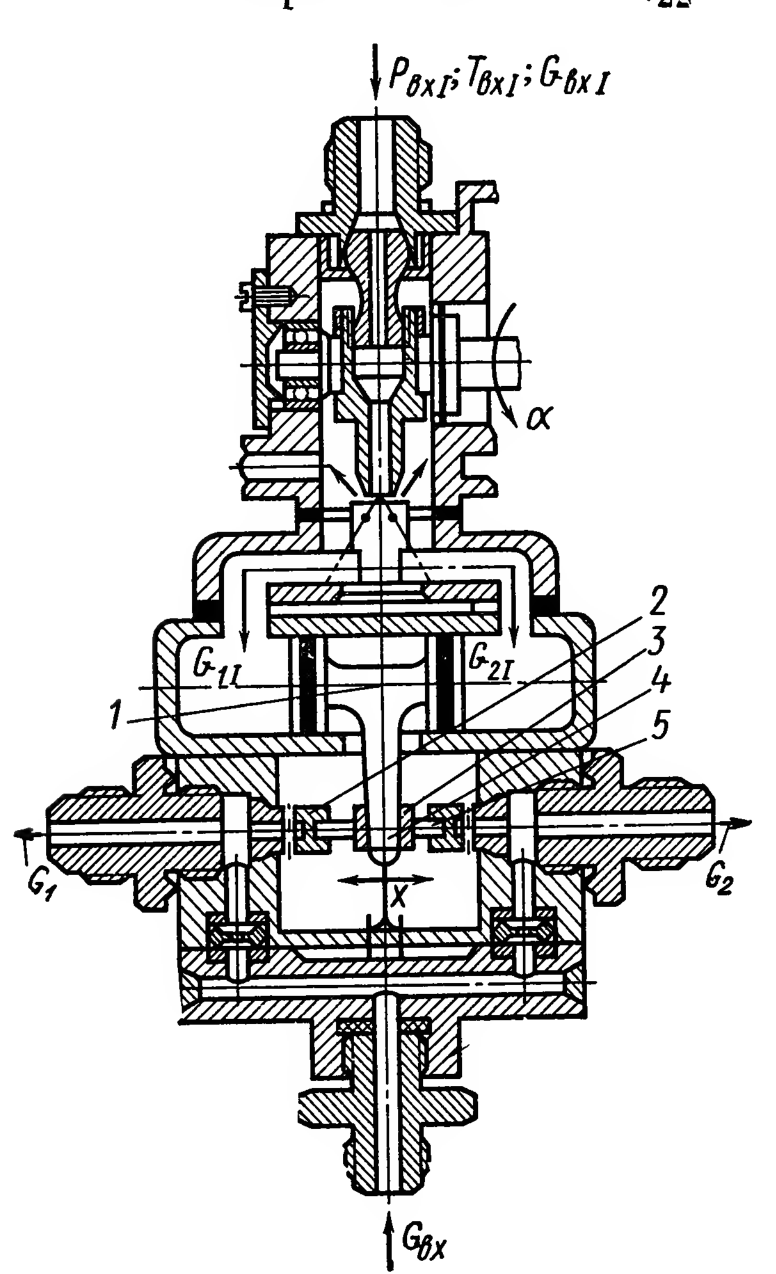


Рис. IX.6. Конструктивная схема двухкаскадного пневматического усилителя:

$G_{вх I}$ — расход газа входного каскада; $G_{вх}$ — расход газа силового каскада: *1* — поршень заслонки; *2* — заслонка; *3* — втулка; *4* — палец; *5* — тяга заслонки; α — угол отклонения струйной трубки

Пневматические усилители, которые не вошли в приведенную выше классификацию, можно объединить в один класс — пневматических усилителей комбинированного типа. Сюда относятся усилители, у которых при непрерывном изменении величины управляющего воздействия возможны два различных принципа действия, т. е. при одних величинах управляющего воздействия пневматический усилитель работает как ПУ со струйной трубкой, а при других — как ПУ с золотником и т. п.

К типу комбинированных пневматических усилителей также относятся многокаскадные пневматические усилители, т. е. два, три и т. п. последовательно включенных однокаскадных пневматических усилителей ранее рассмотренных типов. Только двухкаскадных пневмоусилителей можно построить до двух десятков различных типов. На рис. IX. 6 показана типовая конструкция двухкаскадного ПУ. Входной каскад такого пневматического усилителя представляет собой усилитель со струйной трубкой, а силовой каскад содержит пневмоусилитель с соплом — заслонкой,

Исследование работы пневматического распределительного устройства при строгом учете всех физических процессов является сложной газодинамической задачей. Трудности решения этой задачи обуславливаются взаимодействием дозвуковых и сверхзвуковых газовых струй, переменностью давлений в различных сечениях каналов газораспределительного устройства и наличием пограничных слоев на поверхностях изменяющихся площадей. Однако, как показали эксперименты, в подавляющем большинстве случаев может быть принято допущение о квазистационарности газовых потоков. Это значительно упрощает расчет пневматического распределительного устройства, так как при этом допущении массовый расход газа через отверстие может быть описан формулами

$$G_{\text{вхд}} = \mu f p_{\text{вх}} \sqrt{\frac{2gn}{RT_{\text{вх}}(n-1)}\left[\left(\frac{p_{\text{вых}}}{p_{\text{вх}}}\right)^{\frac{2}{n}} - \left(\frac{p_{\text{вых}}}{p_{\text{вх}}}\right)^{\frac{n+1}{n}}\right]} =$$

$$= \mu f \sqrt{\frac{2g}{R}\cdot\frac{n}{n-1}}\cdot\frac{p_{\text{вх}}}{\sqrt{T_{\text{вх}}}}\sqrt{\left(\frac{p_{\text{вых}}}{p_{\text{вх}}}\right)^{\frac{2}{n}} - \left(\frac{p_{\text{вых}}}{p_{\text{вх}}}\right)^{\frac{n+1}{n}}} =$$

$$= \mu f a \frac{p_{\text{вх}}}{\sqrt{T_{\text{вх}}}}\Phi(\beta_{\text{д}}) = K(\beta_{\text{д}}) f p_{\text{вх}}$$

при

$$\beta_{\text{д}} = \frac{p_{\text{вых}}}{p_{\text{вх}}} > \left(\frac{2}{n+1}\right)^{\frac{n}{n-1}} > \beta_{\text{к}}; \qquad \text{(IX.1)}$$

$$G_{\text{вх.с}} = \mu f \left(\frac{2}{n+1}\right)^{\frac{1}{n-1}}\sqrt{\frac{2gn}{RT_{\text{вх}}(n+1)}}\,p_{\text{вх}} = \mu f \sqrt{\frac{gn}{RT_{\text{вх}}}\left(\frac{2}{n+1}\right)^{\frac{n+1}{n-1}}}\,p_{\text{вх}} =$$

$$= \mu f \sqrt{\frac{2g}{R}\cdot\frac{n}{n-1}}\cdot\frac{p_{\text{вх}}}{\sqrt{T_{\text{вх}}}}\left(\frac{2}{n+1}\right)^{\frac{1}{n-1}}\sqrt{\frac{n-1}{n+1}} =$$

$$= \mu f a \frac{p_{\text{вх}}}{\sqrt{T_{\text{вх}}}} b = K f p_{\text{вх}} \qquad \text{(IX.2)}$$

при

$$\beta_{\text{с}} = \frac{p_{\text{вых}}}{p_{\text{вх}}} \leqslant \left(\frac{2}{n+1}\right)^{\frac{n}{n-1}} \leqslant \beta_{\text{к}},$$

где $G_{\text{вх д}}$ — секундный расход газа через отверстие при докритическом режиме;
$G_{\text{вх. с}}$ — то же при сверхкритическом режиме;
f — площадь отверстия;
μ — коэффициент расхода;
$p_{\text{вх}}$, $T_{\text{вх}}$ — давление и температура газа перед отверстием;
$p_{\text{вых}}$, $T_{\text{вых}}$ — давление и температура газа за отверстием;
R — газовая постоянная;
n — показатель политропы;
$\beta_{\text{д}}$, $\beta_{\text{к}}$ и $\beta_{\text{с}}$ — величины отношений давлений при докритическом и сверхкритическом режимах истечения газа;

$\Phi(\beta_д)$ — функция отношений давлений, равная

$$\sqrt{\left(\frac{p_{вых}}{p_{вх}}\right)^{\frac{2}{n}} - \left(\frac{p_{вых}}{p_{вх}}\right)^{\frac{n+1}{n}}};$$

a — постоянная величина, $a = \sqrt{\frac{2g}{R} \cdot \frac{n}{n-1}}$;

b — постоянная величина, $b = \frac{2}{n+1} \sqrt{\frac{n-1}{n+1}}$;

$K(\beta_д)$ — функция, $K(\beta_д) = \mu a \Phi(\beta_д) \frac{1}{\sqrt{T_{вх}}}$;

K — постоянная величина, $K = \mu a b \frac{1}{\sqrt{T_{вх}}}$.

Принятое допущение о квазистационарности газовых потоков означает, что изменение параметров газа в агрегатах газовых магистралей, соединяющих входной штуцер с впускными отверстиями ПРУ, выходной штуцер с выпускными отверстиями ПРУ, пренебрежимо малы, т. е. принимается, что изменение параметров газа происходит только в проходных сечениях ПРУ.

В выражениях (IX.1) и (IX.2) наличие пограничного слоя учитывается коэффициентом расхода $\mu < 1$. Определение коэффициентов расхода для конкретных случаев может быть проведено расчетным путем. Однако при изменении площади и формы проходного отверстия, а также при взаимодействии газовых струй коэффициент μ может значительно изменяться, и для его определения становится необходимым проведение экспериментальных продувок при различных режимах работы ПРУ. Часто принимается, что коэффициент расхода неодинаков для различных отверстий, но для каждого отверстия в рабочем диапазоне давлений остается приблизительно постоянным и равным от 0,85 до 0,95.

В выражения (IX. 1) и (IX. 2) входит еще один переменный параметр — показатель политропы n, характеризующий вид термодинамического процесса при течении газа через отверстие, который может изменяться от показателя адиабаты ($n = \kappa$) при отсутствии теплообмена между газом и металлом ПРУ до показателя изотермы ($n = 1$) при равенстве температур $T_{вх}$ и $T_{вых}$. Учитывая, что геометрические размеры элементов ПРУ · (сопел, дросселей) малы и что основное расширение и охлаждение газа происходит в приемнике газовой энергии после ПРУ, можно принять, что теплообменом между элементами ПРУ и газовым потоком можно пренебречь. Тепловые потери при этом составляют незначительную часть газового потока.

Тогда в выражении (IX.1) и (IX.2) можно принять $n \approx \kappa$ и

$$\beta_к = \left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa}{\kappa-1}},$$

где κ — показатель адиабаты;

$$\kappa = \frac{c_p}{c_v},$$

где c_p — удельная теплоемкость при постоянном давлении;

c_v — то же, при постоянном объеме.

Показатель адиабаты κ для различных газов (пороховой газ, горячий газ, воздух и т. п.) может быть определен расчетным путем или экспериментально. Он изменяется в ПРУ от 1,2 до 1,41.

Возможное количество режимов истечения газа в усилителе —16. Многие из этих режимов возникают редко, причем их можно избежать соответствующим выбором площадей проходных сечений и величин давлений газов. Обычно при расчетах пневматических усилителей рассматривают четыре режима, которые в зависимости от площадей проходных сечений, перепадов давлений и типов пневмоусилителей могут быть сведены к одному или двум основным режимам.

Рассмотрим расчетные зависимости для массового расхода газа через газовые сопротивления усилителя с использованием формул (IX.1) и (IX.2).

1. Докритическое течение газа при втекании и вытекании возникает, если выполнено условие $\beta_к p_{вх} < p_i < \frac{p_{вых}}{\beta_к}$; $i = 1,2$:

$$G_{1i} = \mu_{1i} f_{1i} p_{вх} \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_{вх}} \cdot \frac{2}{\kappa - 1}\left[\left(\frac{p_i}{p_{вх}}\right)^{\frac{2}{\kappa}} - \left(\frac{p_i}{p_{вх}}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa}}\right]} = K(\beta_д)_{1i} f_{1i} p_{вх};$$

$$G_{2i} = \mu_{2i} f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_i} \cdot \frac{2}{\kappa - 1}\left[\left(\frac{p_{вых}}{p_i}\right)^{\frac{2}{\kappa}} - \left(\frac{p_{вых}}{p_i}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa}}\right]} = K(\beta_д)_{2i} f_{2i} p_i.$$

2. Докритическое течение газа при втекании и сверхкритическое — при вытекании возникает, если выполнено условие $\beta_к p_{вх} < p_i > \frac{p_{вых}}{\beta_к}$:

$$G_{1i} = \mu_{1i} f_{1i} p_{вх} \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_{вх}} \cdot \frac{2}{\kappa - 1}\left[\left(\frac{p_i}{p_{вх}}\right)^{\frac{2}{\kappa}} - \left(\frac{p_i}{p_{вх}}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa}}\right]} = K(\beta_д)_{1i} f_{1i} p_{вх};$$

$$G_{2i} = \mu_{2i} f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_i}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}} = K_{2i} f_{2i} p_i.$$

3. Докритическое течение газа при вытекании и сверхкритическое — при втекании возникает, если выполнено условие $\beta_к p_{вх} > p_i < \frac{p_{вых}}{\beta_к}$:

$$G_{1i} = \mu_{1i} f_{1i} p_{вх} \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_{вх}}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}} = K_{1i} f_{1i} p_{вх};$$

$$G_{2i} = \mu_{2i} f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_i} \cdot \frac{2}{\kappa - 1}\left[\left(\frac{p_{вых}}{p_i}\right)^{\frac{2}{\kappa}} - \left(\frac{p_{вых}}{p_i}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa}}\right]} = K(\beta_д)_{2i} f_{2i} p_i.$$

4. Сверхкритическое течение газа при втекании и вытекании возникает, если выполнено условие $\beta_к p_{вх} > p_i > \frac{p_{вых}}{\beta_к}$:

$$G_{1i} = \mu_{1i} f_{1i} p_{вх} \sqrt{\frac{g}{R} \cdot \frac{\kappa}{T_{вх}} \left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}} = K_{1i} f_{1i} p_{вх};$$

$$G_{2i} = \mu_{2i} f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g}{R} \cdot \frac{\kappa}{T_i} \left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}} = K_{2i} f_{2i} p_i,$$

где G_{1i}; G_{2i}; p_i; T_i; — секундный расход, давление и температура газа в первой и второй полостях втекания и вытекания.

Рассмотрение даже четырех основных режимов работы газового распределительного устройства значительно усложняет его анализ, так как давление в обеих полостях меняется, что означает смену режимов работы ПРУ. Чтобы обойти это осложнение, введем для любых режимов работы ПРУ новые формулы расхода газа через входные и выходные отверстия следующего вида:

$$G_{1i} = (G_{1i})_с \Phi(\beta_{zi}), \qquad G_{2i} = (G_{2i})_с \Phi(\beta_{ia}), \qquad \text{(IX.3)}$$

где $(G_{1i})_с$ и $(G_{2i})_с$ — расходы при втекании и вытекании при сверхкритическом режиме истечения;

$$(G_{1i})_с = \mu_{1i} f_{1i} p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z} \left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}};$$

$$(G_{2i})_с = \mu_{2i} f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_i} \left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}},$$

$\beta_{zi} = \frac{p_i}{p_z}$; $\beta_{ia} = \frac{\beta_0}{\beta_{zi}} = \frac{p_a}{p_i}$; $\beta_0 = \frac{p_a}{p_z}$ — безразмерные параметры;

здесь p_z, T_z — давление и температура на входе в пневматический усилитель;

$p_а$ — давление окружающей среды (атмосферное).

Тогда безразмерные функции будут иметь следующий вид:

$$\Phi(\beta_{zi}) = 1 \quad \text{при} \quad \beta_{zi} < \beta_к;$$

$$\Phi(\beta_{zi}) = \sqrt{\frac{2}{\kappa-1}\left(\frac{\kappa+1}{2}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}} \left[(\beta_{zi})^{\frac{2}{\kappa}} - (\beta_{zi})^{\frac{\kappa+1}{\kappa}}\right]} \quad \text{при} \quad \beta_{zi} > \beta_к;$$

$$\Phi(\beta_{ia}) = 1 \quad \text{при} \quad \beta_{ia} < \beta_к;$$

$$\psi(\beta_{zi}) = \Phi(\beta_{ia}) = \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right) = \sqrt{\frac{2}{\kappa-1}\left(\frac{\kappa+1}{2}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}} \left[\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)^{\frac{2}{\kappa}} - \left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa}}\right]}$$

$$\text{при} \quad \beta_0 < \beta_{zi} < \frac{\beta_0}{\beta_к}.$$

Графики нелинейных функций $\Phi(\beta_{zi})$ и $\psi(\beta_{zi})$ приведены на рис. IX.7, из которых видны границы режимов истечения газа в ПРУ. На участке *0—1* работа ПРУ физически невозможна. На небольшом участке *1—2* имеется сверхкритическое втекание и докритическое вытекание газа из ПРУ; на наибольшем участке работы ПРУ *2—3* имеются сверхкритические режимы течения газа при втекании и вытекании; на участке *3—4* наблюдается сверхкритический режим вытекания и докритический режим втекания.

Введение нелинейных функций $\Phi(\beta_{zi})$ и $\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)$ значительно облегчает исследование работы ПРУ, так как позволяет при расчете статических характеристик применять графо-аналитические методы расчета, а при анализе динамики — аппроксимировать эти нелинейные функции в некотором диапазоне изменения β_{zi} при помощи обычных численных методов. Так, например, для сжатого воздуха ($\kappa = 1{,}41$) методом наименьших квадратов зависимость $\Phi(\beta_{zi})$ аппроксимируется для всего диапазона изменения β_{zi} $(0 < \beta_{zi} < 1)$ трехчленом

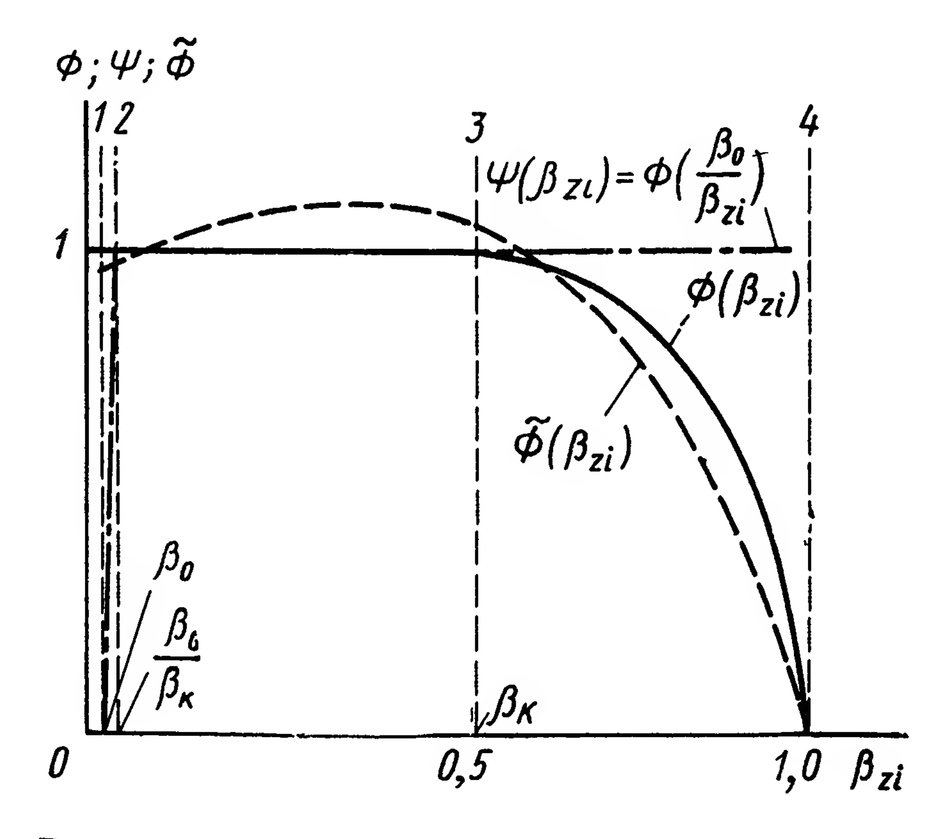
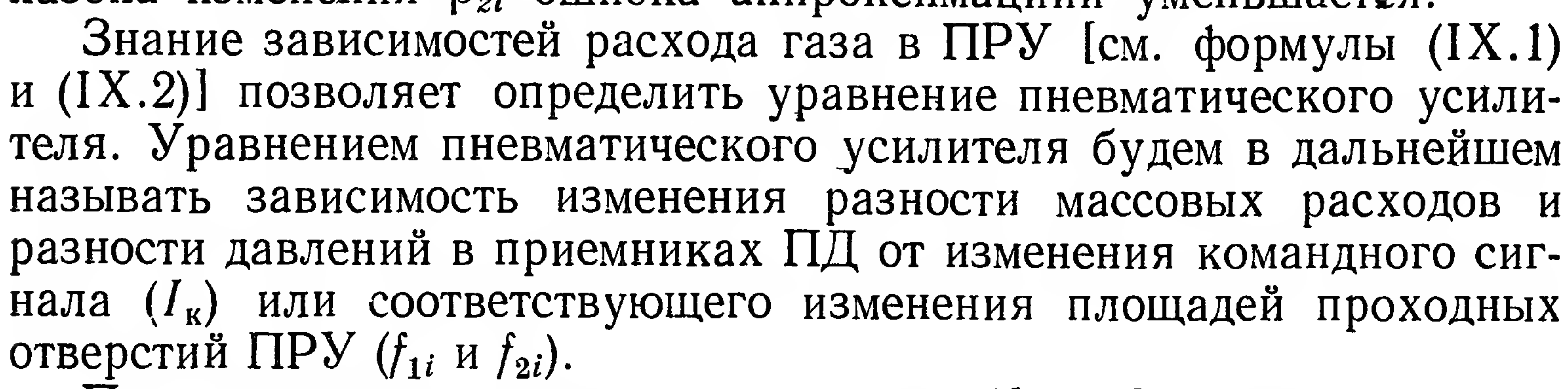


Рис. IX.7. Графики нелинейных функций $\Phi(\beta_{zi})$ и $\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)$

$$\tilde{\Phi}(\beta_{zi}) = 0{,}96 + 1{,}2\beta_{zi} - 1{,}9\beta_{zi}^2. \quad \text{(IX.4)}$$

График этой функции показан на рис. IX.7. При этом максимальная ошибка может быть 10—15%. С уменьшением диапазона изменения β_{zi} ошибка аппроксимациии уменьшается.



Знание зависимостей расхода газа в ПРУ [см. формулы (IX.1) и (IX.2)] позволяет определить уравнение пневматического усилителя. Уравнением пневматического усилителя будем в дальнейшем называть зависимость изменения разности массовых расходов и разности давлений в приемниках ПД от изменения командного сигнала ($I_к$) или соответствующего изменения площадей проходных отверстий ПРУ (f_{1i} и f_{2i}).

При отсутствии командного сигнала ($I_к = 0$) пневматический усилитель находится в нейтральном (равновесном) положении. При выводе уравнений пневматических усилителей различных типов будем принимать это положение за исходное, а параметры равновесного режима обозначать нулевыми индексами, т. е. $p_{10} = p_{20} = p_0$; $T_{10} = T_{20} = T_0$; $G_{11} = G_{12} = G_{21} = G_{22} = G_0$.

При подаче на пневматический усилитель командного сигнала ($I_к \neq 0$) изменяется соотношение площадей втекания и вытекания

и равновесие в полостях нарушается, т. е. имеем

$$f_{1i}=f_{10}\psi_1(I_к);\qquad f_{2i}=f_{20}\psi_2(I_к);$$
$$G_{1i}\neq G_{12};\quad G_{2i}\neq G_{22};\quad p_1\neq p_2;\quad T_1\neq T_2.$$

Для вывода уравнений пневматических усилителей рассмотрим конкретные их типы.

2. ПНЕВМАТИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ СО СТРУЙНОЙ ТРУБКОЙ

Принципиальная схема пневматического усилителя со струйной трубкой показана на рис. IX.2. Принцип работы этого усилителя заключается в перераспределении площадей втекания f_{1i} и вытекания f_{2i} газа за счет поворота струйной трубки на угол α.

При отсутствии командного сигнала ($I_к = 0$) струйная трубка находится в нейтральном положении. Параметрами этого равновесного режима являются: площади вытекания $f_{21} = f_{22} = f_{20}$, площади втекания $f_{11} = f_{12} = f_{10}$, давления $p_1 = p_2 = p_0$ и расходы газа $G_{11} = G_{12} = G_{21} = G_{22} = G_0$; $\mu_{11}=\mu_{12}=\mu_1$; $\mu_{21}=\mu_{22}=\mu_2$.

Для определения величины равновесного давления подставив эти параметры в выражение (IX. 3), получим

$$\Phi(\beta_{z0})\,\mu_1 f_{10} p_z\sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}=\Phi(\beta_{0a})\,\mu_2 f_{20} p_0\sqrt{\frac{g\kappa}{RT_0}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}.$$

Введем обозначения

$$\beta_{z0}=\frac{p_0}{p_z},\quad \theta_{z0}=\frac{T_0}{T_z}.$$

Тогда для определения β_{z0} имеем уравнение

$$\Phi(\beta_{z0})=\beta_{z0}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right)\frac{\mu_2 f_{20}}{\mu_1 f_{10}\sqrt{\theta_{z0}}},\qquad\text{(IX.5)}$$

где β_0, f_{10}, f_{20}, μ_1, μ_2 определяются конструкцией пневматического усилителя.

Для нахождения β_{z0} необходимо задаться величиной θ_{z0}, т. е. равновесной температурой в приемнике ПД. Очевидно, что в зависимости от вида приемника величина θ_{z0} может значительно изменяться. Верхним пределом значения θ_{z0} является ее величина в таком приемнике, где процесс расширения газа происходит адиабатически

$$(\theta_{z0})_m=(\beta_{z0})^{\frac{\kappa-1}{\kappa}},$$

но ввиду неизбежных теплопотерь действительное значение величины θ_{z0} всегда меньше величины $(\theta_{z0})_m$. Поскольку θ_{z0} оказывает значительное влияние на все характеристики пневматического привода, ее определяют путем экспериментальных продувок и прожигов. После этого находят значение параметра β_{z0} числен-

ным или графо-аналитическим решением уравнения (IX.5). При этом для 4-го $\left(\beta_{к} p_{вх} > p_i > \frac{p_{вых}}{\beta_{к}}\right)$ и 2-го $\left(\beta_{к} p_{вх} < p_i > \frac{p_{вых}}{\beta_{к}}\right)$ режимов работы ПРУ могут быть получены аналитические выражения для определения параметра β_{z0}, т. е.

$$\beta_{z0} = \frac{\mu_1 f_{10} \sqrt{\theta_{z0}}}{\mu_2 f_{20}} \quad \text{при} \quad \Phi(\beta_{z0}) = 1, \quad \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right) = 1 \qquad \text{(IX.6)}$$

и

$$\beta_{z0} = \frac{1}{\left[\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\kappa - 1}{2}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}\left(\frac{\mu_2 f_{20}}{\mu_1 f_{10}\sqrt{\theta_{z0}}}\right)^2}\right]^{\frac{\kappa}{\kappa-1}}}$$

$$\text{при} \quad \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right) = 1. \qquad \text{(IX.7)}$$

При $l_{к} \neq 0$ струйная трубка смещается от равновесного положения (например, влево, см. рис. IX.1) и $f_{11} > f_{12}$, $f_{21} < f_{22}$. Тогда расходы газа в приемнике G_i могут быть выражены как разности расходов газа, втекающего через площадь f_{1i} и вытекающего через площадь f_{2i}. Используя выражения (IX.3), можно записать

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= (G_{11})_{c}\,\Phi(\beta_{z1}) - (G_{21})_{c}\,\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z1}}\right); \\ G_2 &= (G_{12})_{c}\,\Phi(\beta_{z2}) - (G_{22})_{c}\,\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IX.8)}$$

Максимальный расход газа через пневматический усилитель со струйной трубкой при сверхкритическом режиме истечения

$$G_m = \mu_c f_c p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}, \qquad \text{(IX.9)}$$

где f_c — площадь критического сечения струйной трубки;

μ_c — коэффициент расхода в критическом сечении.

Преобразуя выражения (IX.8) с учетом соотношений (IX.9), (IX.6) и (IX.7), получим

$$G_i = G_m\left[\frac{\mu_{1i} f_{1i}}{\mu_c f_c}\,\Phi(\beta_{zi}) - \frac{\mu_{2i} f_{2i}}{\mu_c f_c \sqrt{\theta_{zi}}}\,\beta_{zi}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)\right], \qquad \text{(IX.10)}$$

где $i = 1,\ 2;\ \ \theta_{zi} = \frac{T_i}{T_z}$.

Введем безразмерный параметр φ, пропорциональный отношению наибольших площадей выходного и входного отверстий:

$$\varphi = \frac{f_{2m}\mu_{2i}}{f_{1m}\mu_{1i}} = \frac{f_{2m}\mu_2}{f_{1m}\mu_1}.$$

Из рис. IX.2, *а* видно, что максимальная площадь втекания $f_c = \frac{\pi d_c^2}{4} = f_{1m}$, а максимальная площадь вытекания из любой поло-

сти приемника равна площади выхлопного окна, т. е. $f_{ок} = \frac{\pi d_п^2}{4} = f_{2m}$. Тогда уравнение пневматического усилителя можно привести к безразмерной форме:

$$\psi_{im} = \lambda_{ci}\xi_{1i}\Phi(\beta_{zi}) - \frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{zi}}}\xi_{2i}\beta_{zi}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right), \qquad i = 1, 2, \qquad (IX.11)$$

где $\psi_{im} = \frac{G_i}{G_m}$ — безразмерные расходы в приемнике;

$\xi_{1i} = \frac{f_{1i}}{f_c}$ — безразмерные площади втекания;

$\xi_{2i} = \frac{f_{2i}}{f_{ок}}$ — безразмерные площади вытекания;

$\lambda_{ci} = \frac{\mu_{1i}}{\mu_c}$ — безразмерный коэффициент расхода ($\lambda_{ci} \approx 1$).

Полученная система нелинейных уравнений (IX.11) при принятых допущениях описывает работу пневматического усилителя со струйной трубкой во всем диапазоне изменения командного сигнала и давлений в приемниках. Эта система может быть использована при моделировании пневматического усилителя на аналоговых ЭВМ с функциональными блоками.

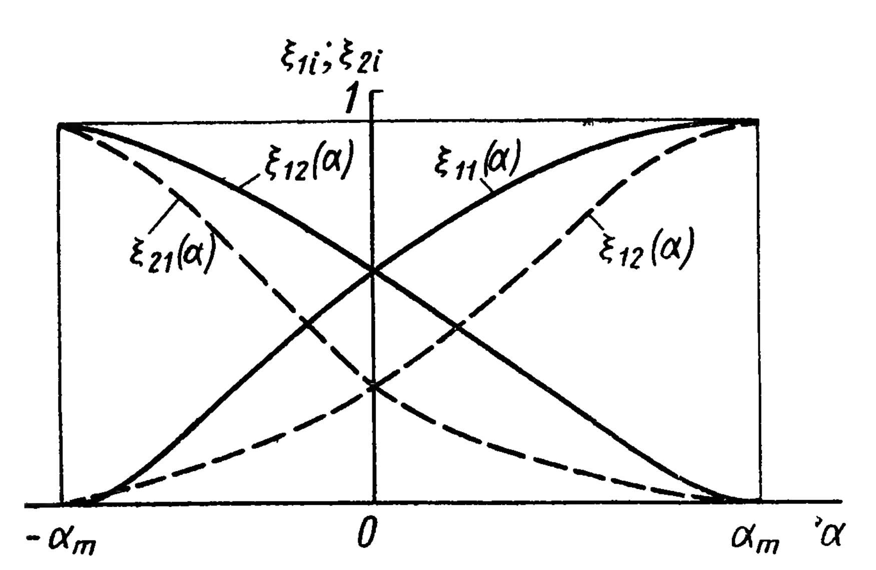


Рис. IX.8. Изменение безразмерных площадей втекания и вытекания: α_m — максимальный угол отклонения

Уравнения системы (IX.11) позволяют решить задачу о возможном поле разброса характеристик пневматического усилителя. Главной причиной разброса характеристик ПУ является технологическое несовершенство изготовления пневматического распределительного устройства, заключающееся в отклонениях размеров проходных отверстий от их номинальных размеров. В уравнениях (IX.11) геометрия пневматического распределительного устройства определяется только видом зависимостей $\xi_{1i}(\alpha)$; $\xi_{2i}(\alpha)$ (рис. IX.8). Очевидно, что с учетом технологических допусков около каждой номинальной кривой, изображенной на рис. IX. 8, появится незначительное поле разбросов, которое с учетом уравнений (IX.11) даст поле разброса характеристик усилителя. Таким образом, по уравнениям (IX.11) можно решать вопрос либо о технологических допусках по заданному полю разброса характеристик усилителя, либо о разбросе характеристик усилителя при заданных допусках на размеры проходных отверстий.

В тех случаях, когда применяется наиболее распространенный и простой поршневой пневматический двигатель, возможно упрощение системы (IX.11), если принять $\theta_{z1} \approx \theta_{z2} = \theta_{z0}$. Тогда по уравнениям (IX.11) можно определить семейство статических (механических) характеристик однокаскадного пневматического

привода. Для этого необходимо преобразовать уравнения (IX.11) с учетом условий статического режима:

$$\frac{dp_i}{dt} = \frac{d\gamma_i}{dt} = 0; \quad Q_i = \pm FV; \quad \gamma_i = \frac{p_i}{RT_0}; \quad V = \text{const},$$

где $Q_i = \frac{G_i}{\gamma_i}$ — изменение объемов газа в полостях ПД;

F — площадь поршня;

V — скорость поршня,

но

$$\psi_{im} = \frac{G_i}{G_m} = \frac{Q_i\gamma_i}{G_m} = \frac{Q_i p_i}{G_m RT_0} = \frac{Q_i p_z}{G_m RT_z\theta_{z0}}\beta_{zi}.$$

Вводя обозначение безразмерной скорости $\nu = \frac{Fp_z}{G_m RT_z\theta_{z0}} V$, уравнения (IX.11) легко привести к виду

$$\pm\nu = \lambda_{ci}\,\xi_{1i}\,\frac{\Phi(\beta_{zi})}{\beta_{zi}} - \frac{\varphi\xi_{2i}}{\sqrt{\theta_{z0}}}\,\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right). \qquad (IX.12)$$

Примерный вид зависимостей, построенных по уравнениям (IX.12) с учетом графиков рис. IX.8, приведен на рис. IX.9, *а*:

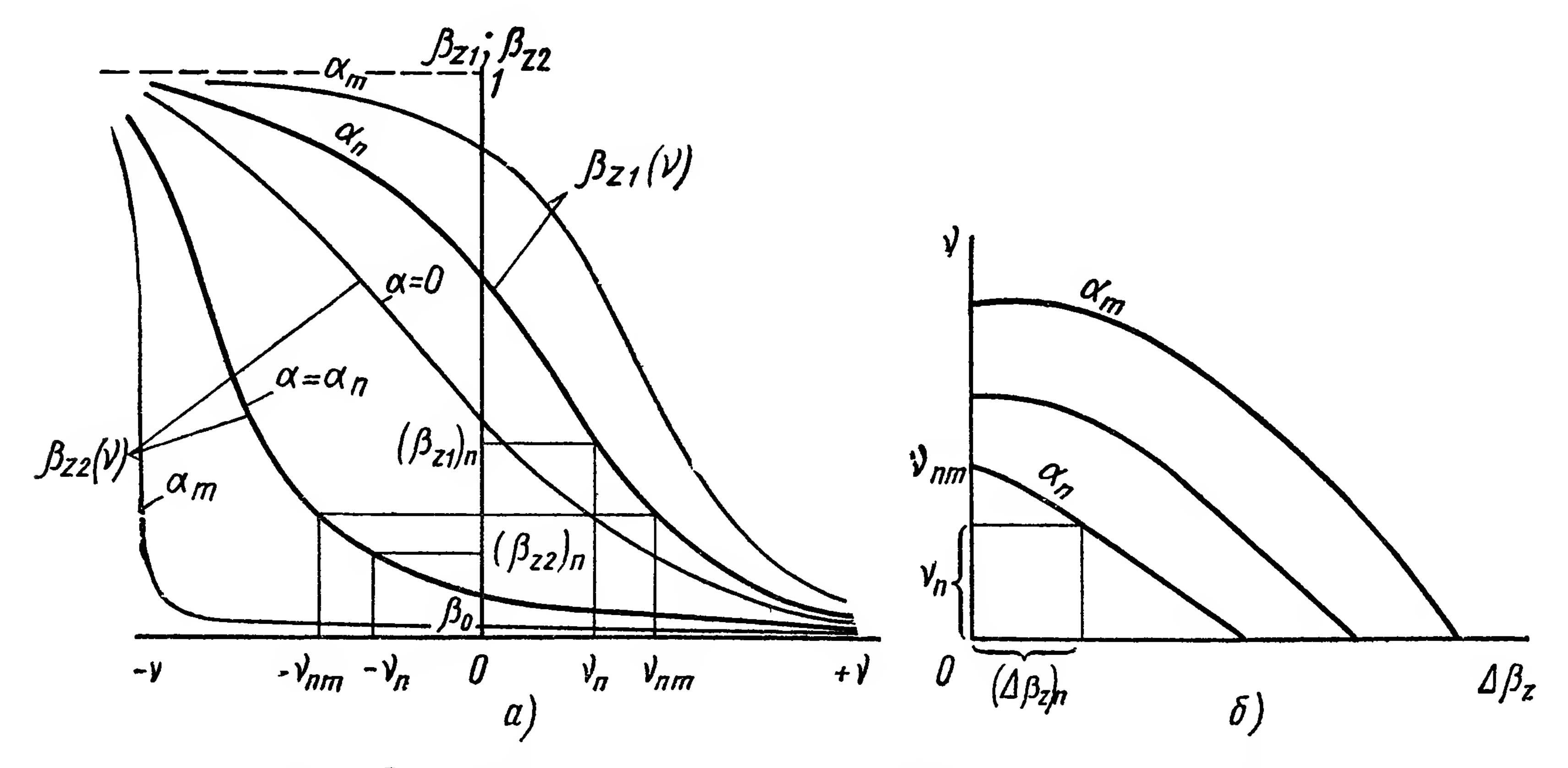


Рис. IX.9. Семейство безразмерных статических характеристик:

а — построение механической характеристики; $\nu_{\text{п}m}$ — максимальная безразмерная скорость (при холостом ходе $\Delta\beta_{z\text{п}} = 0$); β_0 — безразмерное атмосферное давление; *б* — семейство безразмерных механических характеристик

Для построения семейства механических характеристик достаточно задаться значением $\alpha_{\text{п}}$ (жирные кривые на рис. IX.9, *а*), значением $\nu_{\text{п}}$ и отложить на оси абсцисс величины $\pm\nu_{\text{п}}$. Ординаты точек пересечения этих кривых с абсциссами $\pm\nu$ дадут значения безразмерных давлений в полостях силового цилиндра $(\beta_{z1})_{\text{п}}$, $(\beta_{z2})_{\text{п}}$ и безразмерное усилие $(\Delta\beta_z)_{\text{п}}$ на поршне

$$(\Delta\beta_z)_{\text{п}} = (\beta_{z1})_{\text{п}} - (\beta_{z2})_{\text{п}}.$$

При этом безразмерная скорость $\nu_{\text{п}}$ отличается от размерной $V_{\text{п}}$ только постоянным коэффициентом. Аналогично находятся все

остальные точки семейства механических характеристик, показанного на рис. IX.9, *б*.

При расчетах газового привода часто требуется линеаризованное уравнение газового усилителя. Очевидно, что линеаризация нелинейных уравнений (IX. 11) связана с добавочными допущениями и упрощениями. Однако линеаризованные уравнения справедливы не на всем диапазоне изменения переменных величин, а только в некоторой его части. Для линеаризации системы (IX.11) примем следующие допущения:

1. Сумма давлений в полостях приемника остается постоянной

$$p_1+p_2=\text{const},\quad p_1-p_2=\Delta p,\quad p_1\approx p_0+\Delta p_1 \text{ и } p_2\approx p_0-\Delta p_2,$$

$$\Delta p_1\approx\Delta p_2=\frac{\Delta p}{2}.$$

2. Нелинейные функции $\Phi(\beta_{zi})$ и $\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)$ в рассматриваемом диапазоне изменения β_{zi} можно аппроксимировать квадратными трехчленами (рис. IX.7):

$$\Phi(\beta_{zi})\approx\tilde{\Phi}(\beta_{zi})=a_0+a_1\beta_{zi}+a_2\beta_{zi}^2;$$

$$\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)\approx\tilde{\Phi}\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)=b_0+b_1\beta_{zi}+b_2\beta_{zi}^2.$$

3. Температуры газа в приемниках приблизительно равны, т. е.

$$T_1\approx T_2=T_0;\quad \theta_{z1}\approx\theta_{z2}=\theta_{z0}.$$

4. Изменения площадей отверстий втекания и вытекания линейно зависят от командного сигнала:

$$\xi_{11}=\xi_{10}+k_1\sigma_m;\quad \xi_{21}=\xi_{20}-k_2\sigma_m;$$

$$\sigma_m=\frac{\alpha}{\alpha_m}=\frac{I_\text{к}}{I_{\text{к}m}};\quad \xi_{12}=\xi_{10}-k_1\sigma_m,\quad \xi_{22}=\xi_{20}+k_2\sigma_m,$$

где k_1, k_2 — коэффициенты пропорциональности.

Эти допущения позволяют в инженерных расчетах получить линейную модель, параметры которой будут занижены по сравнению с действительными.

С учетом принятых допущений уравнения (IX. 11) принимают следующий вид:

$$\psi_{1m}=(\xi_{10}+k_1\sigma_m)(a_0+a_1\beta_{z1}+a_2\beta_{z1}^2)-$$
$$-\frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\beta_{z1}(\xi_{20}-k_2\sigma_m)(b_0+b_1\beta_{z1}+b_2\beta_{z1}^2),$$
$$\psi_{2m}=(\xi_{10}-k_1\sigma_m)(a_0+a_1\beta_{z2}+a_2\beta_{z2}^2)-$$
$$-\frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\beta_{z2}(\xi_{20}+k_2\sigma_m)(b_0+b_1\beta_{z2}+b_2\beta_{z2}^2),\qquad \text{(IX.13)}$$

причем

$$\beta_{z1}=\beta_{z0}+\frac{\Delta\beta_z}{2},\qquad \beta_{z2}=\beta_{z0}-\frac{\Delta\beta_z}{2},$$

где

$$\Delta\beta_z=\frac{p_1-p_2}{p_z}=\beta_{z1}-\beta_{z2}.$$

Нетрудно заметить, что

$$\beta_{z1}+\beta_{z2}=2\beta_{z0};\quad \beta_{z1}^2-\beta_{z2}^2=(\beta_{z1}-\beta_{z2})(\beta_{z1}+\beta_{z2})=2\beta_{z0}\Delta\beta_z;$$

$$\beta_{z1}^2+\beta_{z2}^2=2\beta_{z0}^2+\frac{\Delta\beta_z^2}{2}\approx 2\beta_{z0}^2 \quad \text{при} \quad \frac{\Delta\beta_z}{\beta_{z0}}=\frac{\Delta p}{p_0}\leqslant 2;$$

$$\beta_{z1}^3-\beta_{z2}^3=\Delta\beta_z\left(3\beta_{z0}^2+\frac{\Delta\beta_z^2}{4}\right)\approx 3\beta_{z0}^2\Delta\beta_z \quad \text{при} \quad \frac{\Delta p}{p_0}\leqslant\sqrt{12};$$

$$\beta_{z1}^3+\beta_{z2}^3=2\beta_{z0}\left(\beta_{z0}^2+\frac{\Delta\beta_z}{4}\right)\approx 2\beta_{z0}^3 \quad \text{при} \quad \frac{\Delta p}{p_0}\leqslant\sqrt{\frac{4}{3}}.$$

Тогда разность уравнений (IX. 13) после преобразований можно записать в следующем виде:

$$\Delta\psi_m=\psi_{1m}-\psi_{2m}=-K_\beta\,\Delta\beta_z+K_{\text{пу}}\sigma_m,$$

где K_β — коэффициент обратной связи по перепаду давлений усилителя,

$$K_\beta=-\left[\xi_{10}a_1-\frac{\xi_{20}b_0\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}+2\beta_{z0}\left(\xi_{10}a_2-\frac{\xi_{20}b_1\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\right)-3\beta_{z0}^2\frac{\xi_{20}b_2\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\right];$$

$K_{\text{пу}}$ — коэффициент усиления пневматического усилителя,

$$K_{\text{пу}}=2k_1a_0+2\beta_{z0}\left(k_1a_1+\frac{k_2b_0\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\right)+2\beta_{z0}^2\left(k_1a_2+\frac{k_2b_1\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\right)+2\beta_{z0}^3\frac{k_2b_2\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}.$$

В конечном виде линеаризованное уравнение пневматического усилителя со струйной трубкой будет

$$\Delta\psi_m+K_\beta\,\Delta\beta_z=K_{\text{пу}}\sigma_m. \qquad \text{(IX.14)}$$

Применяя преобразования Лапласа при нулевых начальных условиях, структурную схему усилителя со струйной трубкой можно

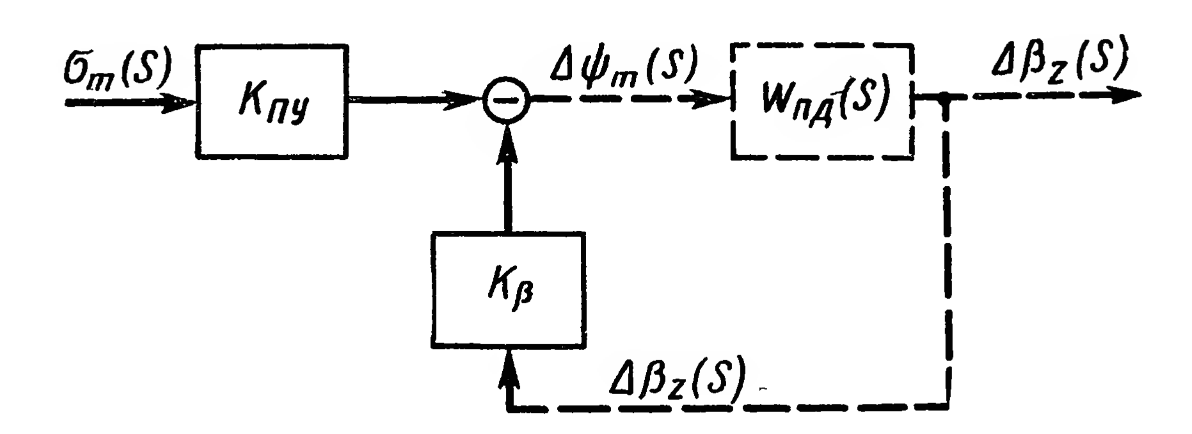


Рис. IX.10. Структурная схема пневматического усилителя со струйной трубкой:

σ_m (s) — сигнал управления; $\Delta\psi_m$ (s) — разность расходов в полостях приемника силового двигателя

представить в виде, показанном на рис. IX.10. Отрицательная связь по относительному перепаду давления — $\Delta\beta_z$ (s) показывает зависимость функционирования пневматического усилителя от его нагрузки (пневматического двигателя), причем двигатель представлен на структурной схеме передаточной функцией $W_{\text{пд}}$ (s).

3. ПНЕВМАТИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ С ЗОЛОТНИКОМ

Конструктивная схема пневматического усилителя с золотником показана на рис. IX. 4.

На рис. IX. 11 приведена схема газораспределительных каналов при разных максимальных площадях отверстий втекания и вытекания.

Конструктивно золотник может быть выполнен без протока газа и перекрытия в нейтральномположении (случай идеального золотника), с положительным перекрытием отверстий в нейтральном положении или с отрицательным перекрытием и протоком газа в нейтральном положении.

В дальнейшем будем рассматривать только идеальный золотник, как наиболее характерный тип газового усилителя золотникового типа с разными максимальными площадями отверстий втекания и вытекания (рис. IX.11).

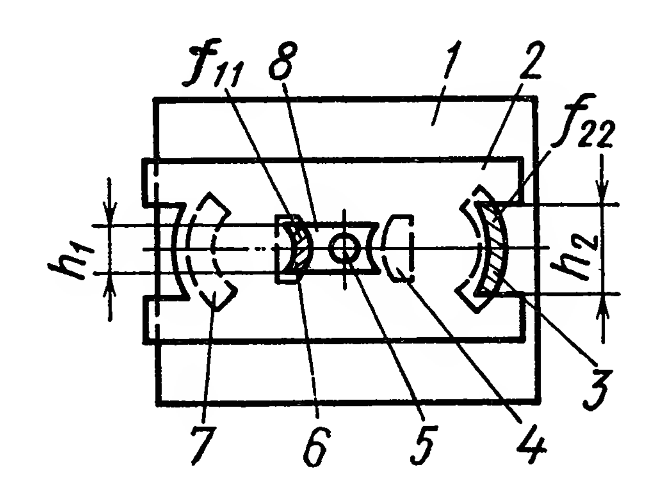


Рис. IX.11. Конструктивная схема пневматического усилителя с золотником:

1 — плата; *2* — золотник; *3* — площадь отверстия вытекания; *4* — впускное окно; *5* — входной канал; *6* — площадь отверстия втекания; *7* — выпускное окно; *8* — окно золотника

При отсутствии командного сигнала, т. е. когда $\alpha = 0$, все отверстия втекания и вытекания перекрыты, поэтому $f_{11} = f_{12} = f_{21} = f_{22} = 0$.

В работе [3] показано, что равновесное давление в газовом усилителе (p_0) можно определить из равенства расходов втекающего и вытекающего газа при бесконечно малых перемещениях золотника ($dx = rd\alpha$) относительно нейтрального (равновесного) положения.

Для определения равновесного давления используем следующую формулу:

$$\beta_{z0} = \frac{p_0}{p_z} = \frac{1}{\left[\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\kappa - 1}{2}\left(\frac{2}{\kappa + 1}\right)^{\frac{\kappa + 1}{\kappa - 1}}\left(\frac{\mu_2 h_2}{\mu_1 h_1 \sqrt{\theta_{z0}}}\right)^2}\right]^{\frac{\kappa}{\kappa - 1}}}, \quad \text{(IX.15)}$$

где h_1 — ширина впускного окна;
h_2 — ширина выпускного окна.

При командном сигнале, отличном от нуля, в идеальном золотнике открывается отверстие втекания в первую полость (f_{11}) и отверстие вытекания из второй полости (f_{22}), причем два оставшихся отверстия (f_{12} и f_{21}) остаются закрытыми (см. рис. IX.11).

Используя общие выражения (IX.3) для расходов газа, попадающего в приемники, можно записать

$$G_{12} = G_{21} = 0 \quad \text{и} \quad G_{11} = (G_{11})_c \Phi(\beta_{zi})_c;$$
$$-G_{22} = -(G_{22})_c \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right). \qquad \text{(IX.16)}$$

Максимальная величина расхода газа в газовом усилителе будет определяться формулой для сверхкритического режима:

$$G_m = (G_{1m})_c = \mu_1 f_{1m} p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}, \qquad \text{(IX.17)}$$

где μ_1 — коэффициент расхода для отверстия втекания;
f_{1m} — максимальная площадь отверстия втекания.

Переписывая выражения (IX. 16) с учетом формулы (IX.17), найдем

$$G_{11} = G_m \frac{f_{11}}{f_{1m}} \Phi(\beta_{z1});$$
$$G_{22} = G_m \frac{\mu_{22} f_{22}}{\mu_1 f_1} \cdot \frac{p_2}{p_z} \sqrt{\frac{T_z}{T_2}} \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right) =$$
$$= G_m \frac{\mu_{22} f_{2m}}{\mu_1 f_{1m} \sqrt{\theta_{z2}}} \cdot \frac{f_{22}}{f_{2m}} \beta_{z2} \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right)$$

или, вводя безразмерные параметры

$$\psi_{im} = \frac{G_i}{G_m}; \quad \xi_{1i} = \frac{f_{1i}}{f_{1m}}; \quad \xi_{2i} = \frac{f_{2i}}{f_{2m}}; \quad \varphi = \frac{\mu_2 f_{2m}}{\mu_1 f_{1m}},$$

получим нелинейные уравнения усилителя с золотником

$$\psi_{1m} = \xi_{11} \Phi(\beta_{z1}); \quad \psi_{2m} = -\xi_{22} \beta_{z2} \frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z2}}} \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right). \qquad \text{(IX.18)}$$

Как и в предыдущем параграфе, выведенные уравнения при принятых общих допущениях описывают работу усилителя с золотником во всем диапазоне изменения командного сигнала и давлений в приемниках. Эта система также может быть использована для графо-аналитического определения статических характеристик и при исследовании динамики с помощью аналоговых ЭВМ с нелинейными блоками.

Для приближенных расчетов динамических качеств пневматического усилителя можно произвести линеаризацию в зоне малых отклонений командного сигнала и давлений.

Для линеаризации уравнений (IX. 18) сделаем следующие допущения:

1. Площади отверстий втекания и вытекания линейно зависят от командного сигнала:

$$\xi_{11} = k_1 \sigma_m, \quad \xi_{22} = k_2 \sigma_m.$$

2. Температура в пассивной полости мало отличается от равновесной:

$$T_1 \approx T_2 = T_0, \quad \theta_{z1} \approx \theta_{z2} = \theta_{z0}.$$

3. Отклонения давлений малы по абсолютной величине:

$$p_1 = p_0 + \frac{\Delta p}{2}; \quad p_2 = p_0 - \frac{\Delta p}{2}; \quad p_0 \gg \frac{\Delta p}{2}.$$

4. Нелинейные функции $\Phi(\beta_{z1})$ и $\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right)$ в рассматриваемом диапазоне изменения давлений можно заменить аппроксимирующими многочленами второго порядка, т. е.

$$\Phi(\beta_{z1}) \approx \tilde{\Phi}(\beta_{z1}) = a_0 + a_1\beta_{z1} + a_2\beta_{z1}^2,$$
$$\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right) \approx \tilde{\Phi}\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z2}}\right) = b_0 + b_1\beta_{z2} + b_2\beta_{z2}^2.$$

Правомерность сделанных допущений рассматривалась в предыдущем параграфе. Отметим, что по сравнению с пневматическим усилителем со струйной трубкой уравнения золотникового пневматического усилителя могут быть линеаризованы при более грубом допущении $\left(p_0 \gg \frac{\Delta p}{2}\right)$, что сужает границы корректности принятой линеаризации и уменьшает точность.

С учетом принятых допущений уравнения (IX. 18) принимают вид

$$\left.\begin{aligned} \psi_{1m} &= k_1\sigma_m(a_0 + a_1\beta_{z1} + a_2\beta_{z1}^2); \\ \psi_{2m} &= -k_2\sigma_m(b_0 + b_1\beta_{z2} + b_2\beta_{z2}^2)\,\beta\,\frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}, \end{aligned}\right\} \qquad (IX.19)$$

где

$$\beta_{z1} = \beta_{z0} + \frac{\Delta\beta_z}{2}; \quad \beta_{z2} = \beta_{z0} - \frac{\Delta\beta_z}{2}; \quad \Delta\beta_z = \beta_{z1} - \beta_{z2}.$$

Вычитая из первого уравнения системы (IX. 19) второе, приводя подобные члены и пренебрегая членами второго порядка малости, получим линеаризованное уравнение идеального золотникового усилителя

$$\Delta\psi_m = \left[k_1a_0 + \left(k_1a_1 + k_2\frac{\varphi b_0}{\sqrt{\theta_{z0}}}\right)\beta_{z0} + \right.$$
$$\left. + \left(k_1a_2 + \frac{k_2\varphi b_1}{\sqrt{\theta_{z0}}}\right)\beta_{z0}^2 + \frac{k_2\varphi b_2}{\sqrt{\theta_{z0}}}\beta_{z0}^3\right]\sigma_m = K_{\text{пу}}\sigma_m. \qquad (IX.20)$$

Применяя преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, структурную схему усилителя с золотником можно получить из структурной схемы рис. IX. 10 при $K_\beta = 0$, т. е. при отсутствии отрицательной обратной связи по относительному перепаду давления ($\Delta\beta_z(s)$). Следовательно, для линейной модели идеального пневматического усилителя с золотником можно считать, что его характеристики не зависят от нагрузки.

4. ПНЕВМАТИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ С СОПЛОМ — ЗАСЛОНКОЙ

Принципиальная схема пневматического усилителя с соплом — заслонкой показана на рис. IX. 3. Для такого усилителя наиболее характерным является возможность регулирования площади отверстий вытекания (f_{21} и f_{22}) за счет командного сигнала, а площади входных отверстий (часто называемые входными дросселями) равны ($f_{11} = f_{12} = f_д$) и остаются постоянными при любых режимах работы привода. При этом $f_д = \frac{\pi d_д^2}{4}$, где $d_д$ — диаметр входного дросселя.

В зависимости от конструктивного выполнения различают пневматические усилители с соплом — заслонкой со встречным или поперечным движением заслонки.

При встречном движении (движение заслонки навстречу струе газа, вытекающей из сопла) дросселирование газа происходит по боковой поверхности цилиндра критического сечения (рис. IX. 12, *а*). В этом случае площадь вытекания

$$f_{2i} = \pi d_c x_i, \qquad (IX.21)$$

где d_c — диаметр сопла;

x_i — зазор между соплом и заслонкой первой и второй полостей, $i = 1,2$.

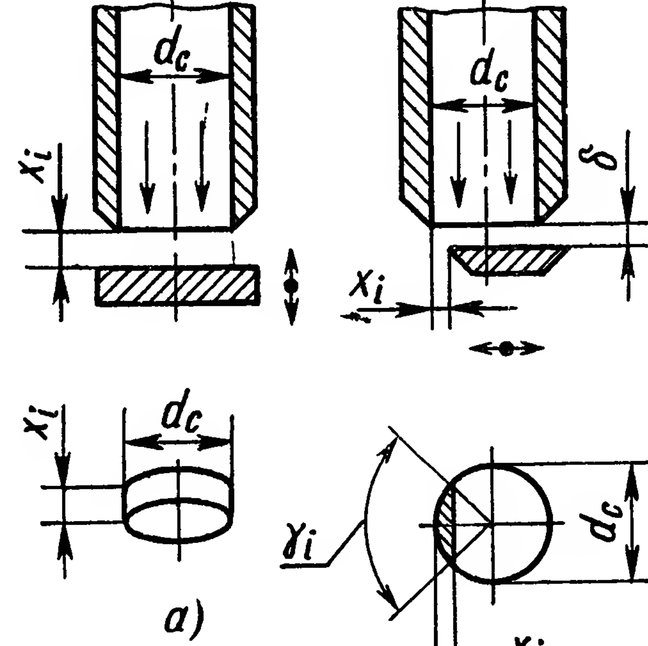


Рис. IX.12. Схема дросселирующих отверстий в пневматическом усилителе с соплом — заслонкой:

а — встречное движение заслонки; *б* — поперечное движение заслонки

При достаточно больших x_i критическое сечение переместится на срез сопла, поэтому регулирование потока газа будет происходить только в некотором диапазоне изменения x_i, т. е. при

$$x_i \leqslant \frac{d_c}{4} \qquad (IX.22)$$

или

$$\frac{\pi d_c^2}{4} \geqslant \pi d_c x_m.$$

При поперечном движении заслонки струя газа, вытекающая из сопла (рис. IX. 12, *б*), перерезывается заслонкой и дросселирование газа происходит по поверхности сложной формы, составленной из криволинейного сегмента и из боковой поверхности цилиндра диаметра d_c с высотой, равной высоте торцового зазора δ. При малых зазорах, т. е. $\frac{\delta}{d_c} < 0{,}01$, величиной зазора можно пренебречь, и тогда для круглого сопла площадь дросселирования может быть выражена формулой

$$f_{2i} = \frac{d_c^2}{4}\left(\frac{\pi}{180^\circ}\gamma_i - \sin\gamma_i\right), \qquad (IX.23)$$

где

$$\cos\frac{\gamma_i}{2}=1-2\frac{x_i}{d_c}.$$

График изменения безразмерной площади $\xi_{2i}=\frac{4f_{2i}}{\pi d_c^2}$ в зависимости от изменения величины $\chi_i=\frac{x_i}{d_c}$ и от торцового зазора δ приведен на рис. IX. 13. В данном случае наложены определенные ограничения на максимальные значения величин δ и x. Точно так же, как и в предыдущем случае, при $\delta\geqslant\frac{d_c}{4}$ наименьшим сечением газовой струи будет круглое отверстие сопла, и перемещение заслонки не окажет никакого влияния на характеристики газового потока. Как видно из графика (рис. IX. 13), при значениях $\delta>0,1\ d_c$ величина нерегулируемой площади дросселирования, определяемой значениями ξ_{2i} на оси ординат, велика, что значительно ухудшает характеристики усилителя. Поэтому крайне желательно всемерное уменьшение торцового зазора. При значениях $x_i>d_c$ сопло остается полностью открытым и регулирование газового потока при поперечном движении заслонки также не будет происходить. Поэтому диапазон изменения x_i будет

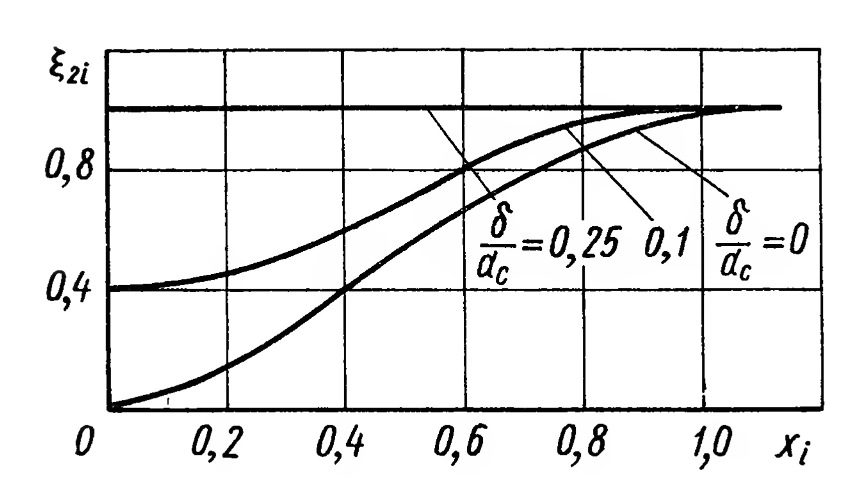


Рис. IX.13. График изменения безразмерной площади вытекания

$$0<x_i\leqslant d_c. \tag{IX.24}$$

Сравнивая формулы (IX. 22) и (IX. 24), заметим, что при одном и том же диаметре сопла для усилителя с встречным движением заслонки максимальное ее перемещение (x_m) должно быть в 4 раза меньше. Однако необходимо иметь в виду, что сила сопротивления газового потока при встречном движении заслонки будет значительно большей, чем при поперечном.

Пневматический усилитель с соплом — заслонкой принципиально может быть выполнен по закрытой схеме, т. е. при $I_к=0$ $f_{21}=f_{22}=0$; $p_{10}=p_{20}=p_z$. Однако конструктивно такую схему выполнить невозможно. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только открытую схему пневматического усилителя.

Равновесное положение пневматического усилителя с соплом — заслонкой характеризуется отсутствием командного сигнала ($\alpha=0$) и равенством площадей обоих сопел ($f_{21}=f_{22}=f_{20}$). При этом уравнение (IX. 3) для данного случая имеет вид

$$\Phi(\beta_{z0})\mu_д f_д p_z\sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}=\mu_2 f_{20}p_0\sqrt{\frac{g\kappa}{RT_0}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right). \tag{IX.25}$$

На основании уравнения (IX. 25) можно получить зависимости для определения равновесного давления:

при

$$\frac{\mu_д f_д \sqrt{\theta_{z0}}}{\mu_2 f_{20}} < \beta_к, \ \beta_{z0} = \frac{p_0}{p_z} = \frac{\mu_д f_д \sqrt{\theta_{z0}}}{\mu_2 f_{20}}; \qquad \text{(IX.26)}$$

при

$$\frac{\mu_д f_д \sqrt{\theta_{z0}}}{\mu_2 f_{20}} > \beta_к, \ \beta_{z0} = \frac{p_0}{p_z} =$$

$$= \frac{1}{\left[\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\kappa - 1}{2}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}\left(\frac{\mu_2 f_{20}}{\mu_д f_д \sqrt{\theta_{z0}}}\right)^2}\right]^{\frac{\kappa}{\kappa-1}}}. \qquad \text{(IX.27)}$$

В формулы (IX. 26) и (IX. 27) входят величины $\mu_д$, μ_2 и θ_{z0}, аналитическое определение которых весьма сложно. Поэтому, как и ранее при выводе уравнений усилителя со струйной трубкой, можно при расчетах брать $(\theta_{z0})_m = (\beta_{z0})^{\frac{\kappa-1}{\kappa}}$. Для более точного определения параметров $\mu_д$, μ_2, θ_{z0} рекомендуется проводить экспериментальные продувки.

При подаче командного сигнала ($\alpha \neq 0$) заслонки смещаются от равновесного положения, и равенство площадей вытекания газового потока через сопла нарушается, т. е. $f_{21} \neq f_{22}$ (например, $f_{21} < f_{22}$). Тогда расходы газа в приемниках ПД могут быть выражены как разности расходов газа, втекающего через постоянные дроссели с площадью $f_д$ и вытекающего через переменные отверстия сопел f_{2i}; используя уравнения (IX. 3), можно записать

$$G_i = (G_д)_с \Phi(\beta_{zi}) - (G_{2i})_с \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right), \quad i = 1, 2, \qquad \text{(IX.28)}$$

где

$$(G_д)_с = \mu_д f_д p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}};$$

$$(G_{2i})_с = \mu_{2i} f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_i}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}.$$

Пусть максимальный расход газа, потребляемого пневматическим усилителем с соплом — заслонкой,

$$G_m = 2(G_д)_с = 2\mu_д f_д p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}.$$

Перепишем выражение (IX. 28) с учетом последней зависимости, получим

$$G_i = \frac{G_m}{2}\left[\Phi(\beta_{zi}) - \frac{\mu_{2i} f_{2i}}{\mu_д f_д \sqrt{\theta_{z0}}} \beta_{zi} \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)\right], \quad i = 1, 2.$$

Введем безразмерный параметр

$$\varphi = \frac{\mu_{2i} f_{2i}}{\mu_д f_д} = \frac{\mu_2 f_2}{\mu_д f_д}.$$

Уравнение пневматического усилителя с соплом — заслонкой запишем в окончательной форме:

$$\psi_{im} = \frac{1}{2}\left[\Phi(\beta_{zi}) - \beta_{zi}\xi_{2i}\frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)\right], \quad i = 1,\ 2, \qquad (IX.29)$$

где $\psi_{im} = \frac{G_i}{G_m}$ — безразмерные расходы газа в приемниках;

$\xi_{2i} = \frac{f_{2i}}{f_{2m}}$ — безразмерные площади вытекания;

$\theta_{zi} = \frac{T_i}{T_z}$ — безразмерные температуры в приемниках.

При выполнении пневматического усилителя по проточной схеме минимальные давления в полостях весьма значительны, так что практически всегда выполняется условие $\beta_{zi\,\min} > \frac{p_0}{p_к}$, т. е. $\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right) = 1$. Кроме того, поскольку через оба приемника проходит некоторый расход газа, то температуры в приемниках очень близки к равновесной, т. е. $T_1 \approx T_2 = T_0$. Полученное уравнение может быть использовано при расчете нелинейных статических характеристик пневматического привода и для исследования динамики привода на аналоговых ЭВМ с достаточным количеством нелинейных блоков.

Для получения линеаризованного уравнения пневматического усилителя с соплом — заслонкой примем те же допущения, что и при линеаризации уравнений усилителя со струйной трубкой. Отметим, что в силу особенностей рассматриваемого усилителя (близость температур в приемниках, высокое минимальное давление в полости) линеаризация уравнений в данном случае справедлива при наибольших изменениях командных сигналов и давлений.

При сделанных допущениях выполняются равенства

$$\left.\begin{aligned} &p_1 = p_0 + \frac{\Delta p}{2}; \quad p_2 = p_0 - \frac{\Delta p}{2};\\ &\Phi(\beta_{zi}) \approx a_0 + a_1\beta_{zi} + a_2\beta_{zi}^2; \quad \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right) = 1;\\ &T_1 \approx T_2 = T_0; \quad \theta_{z1} \approx \theta_{z2} = \theta_{z0};\\ &\xi_{21} = \xi_{20} - k_2\sigma_m; \quad \xi_{22} = \xi_{20} + k_2\sigma_m;\\ &\sigma_m = \frac{\alpha}{\alpha_m}. \end{aligned}\right\} \qquad (IX.30)$$

Переписывая уравнения (IX.29) с учетом выражений (IX.30), получим

$$\psi_{1m} = \frac{1}{2}(a_0 + a_1\beta_{z1} + a_2\beta_{z1}^2) - \frac{1}{2}(\xi_{20} - k_2\sigma_m)\frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\beta_{z1};$$

$$\psi_{2m} = \frac{1}{2}(a_0 + a_1\beta_{z2} + a_2\beta_{z2}^2) - \frac{1}{2}(\xi_{20} + k_2\sigma_m)\frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}\beta_{z2}$$

или

$$\Delta\psi_m + K_\beta\,\Delta\beta_z = K_{\text{пу}}\sigma_m, \qquad \text{(IX.31)}$$

где

$$\Delta\psi_m = \frac{G_1 - G_2}{G_m} = \psi_{1m} - \psi_{2m};$$

$$K_\beta = -\frac{a_1 + 2\beta_{z0}a_2 - \dfrac{\xi_{20}\varphi}{\sqrt{\theta_{z0}}}}{2};$$

$$K_{\text{пу}} = \frac{\beta_{z0}\varphi k_2}{\sqrt{\theta_{z0}}}.$$

При этом в отличие от линеаризованных уравнений (IX.14) $\left[\left(\frac{\Delta\beta_z}{\beta_{z0}}\right) \leqslant \frac{4}{3}\right]$ и (IX.20) $\left[\left(\frac{\Delta\beta_z}{\beta_{z0}}\right) \leqslant 2\right]$, линеаризованное уравнение (IX.31) при выполнении равенств (IX.30) справедливо при любых значениях $\Delta\beta_z$ и σ_m, т. е. в значительно большей зоне отклонения параметров.

После применения преобразования Лапласа при нулевых начальных условиях структурная схема пневматического усилителя с соплом — заслонкой будет иметь тот же вид, что и структурная схема для усилителя со струйной трубкой (рис. IX.10) при различных численных значениях коэффициентов K_β и $K_{\text{пу}}$.

5. ПНЕВМАТИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ С ЗАСЛОНКОЙ

Принципиальная схема пневматического усилителя с заслонкой показана на рис. IX.5. Особенностью данного пневматического усилителя является то, что изменение параметров газа, поступающего в полости пневматического двигателя, происходит за счет изменения площадей отверстий втекания f_{11} и f_{12}. При этом площади отверстий вытекания не изменяются и равны между собой ($f_{21} = f_{22} = f_{20}$) при всех режимах работы усилителя.

Пневматические усилители с заслонкой так же, как и усилители с соплом — заслонкой, могут быть выполнены по закрытой или открытой схемам. В усилителях с заслонкой, выполненных по закрытой схеме, при отсутствии командного сигнала входные клапаны полностью закрыты ($I_\text{к} = 0$, $f_{11} = f_{12} = 0$) и $p_{10} = p_{20} = p_\text{а}$; $T_{21} = T_{22} = T_2 = T_\text{а}$.

Уменьшение равновесных давлений и температуры газа существенно ухудшает статические и динамические характеристики пневматического привода. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать усилители с заслонкой, выполненные по открытой схеме, у которых в равновесном режиме ($I_\text{к} = 0$) входные клапаны открыты, т. е. $f_{11} = f_{12} = f_{10}$. При этом параметры равновесного режима (p_0 и T_0)

могут быть получены из уравнений (IX.3). Для данного типа усилителя они имеют следующий вид:

$$\mu_1 f_{10} p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}\, \Phi(\beta_{z0}) = $$
$$= \mu_2 f_{20} p_0 \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_0}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}\, \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right), \qquad (IX.32)$$

где f_{10} — площадь отверстия клапана при равновесном режиме;

f_{20} — постоянная площадь отверстия вытекания;

μ_1 и μ_2 — соответствующие коэффициенты расхода.

Переходя к безразмерным параметрам, запишем

$$\Phi(\beta_{z0}) = \beta_{z0}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{z0}}\right)\frac{\mu_2 f_{20}}{\mu_1 f_{10}\sqrt{\theta_{z0}}}. \qquad (IX.33)$$

Полученное уравнение содержит два неизвестных параметра: θ_{z0} и β_{z0}. Поэтому для его решения необходимо задаваться одним из этих параметров. Выше было показано, что теоретическое определение параметра θ_{z0} весьма сложно и наиболее целесообразно задаваться величиной θ_{z0} по результатам экспериментальных продувок аналогичных конструкций. Задавшись величиной θ_{z0}, можно определить величину β_{z0} путем графо-аналитического решения уравнения (IX.33).

При подаче командного сигнала равенство площадей отверстий втекания нарушается, т. е. $f_{11} \neq f_{12}$ (например, $f_{11} > f_{12}$).

Массовые потоки газа, поступающего в приемники пневматического двигателя, могут быть выражены как разности массовых расходов газа, втекающего через отверстия втекания и вытекающего через постоянные отверстия вытекания. На основании сравнения уравнений (IX.3) можно записать

$$G_i = (G_{1i})_c\,\Phi(\beta_{zi}) - (G_{2i})_c\,\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right), \quad i = 1,\ 2, \qquad (IX.34)$$

где

$$(G_{1i})_c = \mu_1 f_{1i} p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}}; \quad (G_{2i})_c = \mu_2 f_{2i} p_i \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_i}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}};$$

G_i — секундный расход газа в приемник первой или второй полостей.

При выполнении пневматического усилителя по открытой схеме в зависимости от соотношения между равновесной площадью втекания и площадью вытекания величина максимального расхода газа будет различной. Так, при $\beta_{z0} > \beta_к$, течение газа через оба отверстия втекания будет сверхкритическим и максимально возможный

расход газа, потребляемый приводом, будет иметь место в том случае, когда в равновесном режиме ($I_к = 0$) оба отверстия втекания открыты полностью, т. е. $f_{10} = f_{20} = f_0$. Тогда

$$G_m = 2(G_0)_c = 2\mu_1 f_0 p_z \sqrt{\frac{g\kappa}{RT_z}\left(\frac{2}{\kappa+1}\right)^{\frac{\kappa+1}{\kappa-1}}},$$

где f_0 — максимальная величина площади втекания.

Переписывая соотношение (IX.34) с учетом последнего выражения, получим

$$G_i = \frac{G_m}{2}\left[\Phi(\beta_{zi})\frac{f_{1i}}{f_0} - \frac{\mu_2 f_2}{\mu_1 f_0 \sqrt{\theta_{zi}}} p_i \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)\right].$$

Вводя безразмерный параметр

$$\varphi = \frac{\mu_2 f_2}{\mu_1 f_0},$$

запишем уравнение пневматического усилителя с заслонкой

$$\psi_m = \frac{1}{2}\left[\Phi(\beta_{zi})\xi_{1i} - \frac{\varphi}{\sqrt{\theta_{zi}}}\beta_{zi}\Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right)\right], \qquad \text{(IX.35)}$$

где $\xi_{1i} = \frac{f_{1i}}{f_0}$ — безразмерная площадь втекания;

$\psi_{im} = \frac{G_i}{G_m}$ — безразмерный расход.

Если усилитель выполнен по открытой схеме, то уравнения (IX.35) могут быть линеаризованы при тех же допущениях, которые принимались ранее при линеаризации уравнений (IX.11), (IX.18) и (IX.29).

Принимаемые допущения сводятся к следующим приближенным равенствам:

$$\left.\begin{aligned} &\beta_{z1} = \beta_{z0} + \frac{\Delta\beta_z}{2}; \quad \beta_{z2} = \beta_{z0} - \frac{\Delta\beta_z}{2}; \quad \Delta\beta_z = \beta_{z1} - \beta_{z2}; \\ &\Phi(\beta_{zi}) \approx a_0 + a_1\beta_{zi} + a_2\beta_{zi}^2; \quad \Phi\left(\frac{\beta_0}{\beta_{zi}}\right) \approx b_0 + b_1\beta_{zi} + b_2\beta_{zi}^2; \\ &T_1 \approx T_2 = T_0; \quad \theta_{z1} \approx \theta_{z2} = \theta_{z0}; \\ &\xi_{11} = \xi_{10} + k_1\sigma_m; \quad \xi_{12} = \xi_{10} - k_1\sigma_m, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IX.36)}$$

где

$$\xi_{10} = \frac{f_{10}}{f_0}; \quad \sigma_m = \frac{\alpha}{\alpha_m};$$

Переписывая уравнение (IX.35) с учетом равенств (IX.36), окончательно получим

$$\Delta\psi_m + K_\beta\,\Delta\beta_z = K_{пу}\sigma_m, \qquad \text{(IX.37)}$$

где

$$\Delta\psi_m = \frac{G_1 - G_2}{G_m}; \quad \Delta\beta_z = \frac{p_1 - p_2}{p_z}; \quad \sigma_m = \frac{\alpha}{\alpha_m};$$

$$K_\beta = \frac{\varphi}{2\sqrt{\theta_{z0}}}(b_0 + 2b_1\beta_{z0} + 3b_2\beta_{z0}^2) - \frac{\xi_{10}}{2}(a_1 + 2a_2\beta_{z0});$$

$$K_{пу} = \frac{(2a_0 + a_1\beta_{z0} + 2a_2\beta_{z0}^2)\,k_1}{2}.$$

По аналогии с выводом уравнения (IX.14) нетрудно установить, что границы изменения переменной $\Delta\beta_z$, в которых справедливо уравнение (IX.37), определяются неравенством

$$\frac{\Delta\beta_z}{\beta_{z0}} \leqslant \sqrt{\frac{4}{3}}.$$

После применения преобразования Лапласа при нулевых начальных условиях структурная схема пневматического усилителя (ПУ) с заслонкой совпадает с структурной схемой ПУ со струйной трубкой (IX.10).

6. МНОГОКАСКАДНЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Рассмотренные в предыдущих параграфах однокаскадные пневматические усилители просты по устройству, надежны и обладают довольно высоким коэффициентом усиления по мощности. Однако при большом увеличении мощности приводной системы и при повышении требований к ее динамическим характеристикам приходится использовать многокаскадные пневматические усилители; состоящие из нескольких последовательно включенных усилителей и двигателей различных типов. Классическим примером

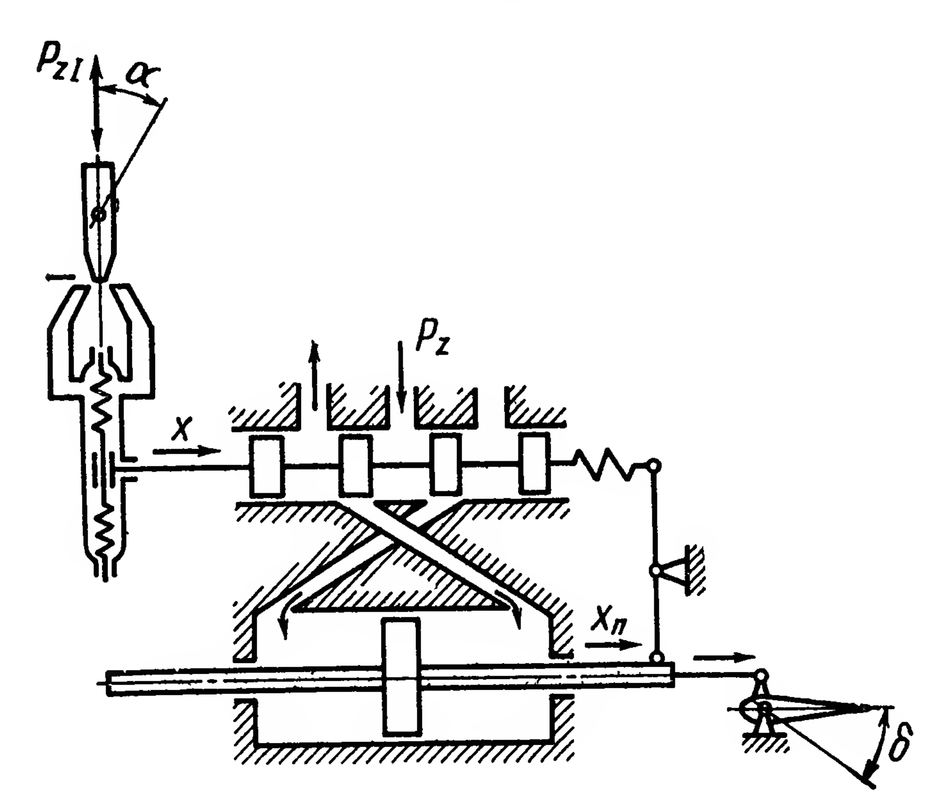


Рис. IX.14. Многокаскадный пневматический усилитель привода рулей самолета-снаряда ФАУ

α — угол отклонения оси ЭМП входного каскада; p_{zI} — давление питания входного каскада; p_z — давление питания силового каскада; x — перемещение золотника силового каскада; $x_п$ — перемещение поршня силового каскада; δ — угол отклонения рулей

многокаскадного ПУ является усилитель привода рулей самолета-снаряда, принципиальная схема которого дана на рис. IX.14. Он состоит из входного пневматического усилителя со струйной трубкой, который управляет золотником ПУ силового каскада.

Применение многокаскадного пневматического усилителя может быть обусловлено многими причинами, важнейшими из которых являются увеличение мощности силового каскада, повышение требований к линейности и точности приводной системы, а также необходимость создания привода, инвариантного к изменению параметров окружающей среды и нагрузки.

Увеличение мощности силового каскада усиления может быть достигнуто за счет повышения входного давления и за счет увеличения площадей проходных отверстий газораспределительного устрой-

ства. Но при этом резко возрастает момент воздействия газового потока на подвижные части газового усилителя. Поэтому момент, развиваемый серийным электромеханическим преобразователем, сравним с воздействием газового потока. В этом случае изменение момента воздействия газового потока в значительной степени влияет на характеристики комплекса электромеханический преобразователь — усилитель. Статические характеристики его становятся существенно нелинейными, и возможно появление автоколебаний. Увеличение мощности электромеханического преобразователя значительно увеличивает массу приводной системы, кроме того, за счет большой величины индуктивности обмоток преобразователя и большой массы его вращающихся частей ухудшаются динамические характеристики ЭМП. Поэтому в данном случае использование многокаскадного пневматического усилителя позволяет создать привод, оптимальный по массе и динамическим характеристикам.

Практическое применение принципов инвариантности в многокаскадной пневматической приводной системе высокой точности облегчается за счет увеличения числа переменных, с помощью которых можно вводить или снимать информацию. В этом случае увеличение числа каскадов усиления значительно облегчает решение поставленной задачи. Проведем сравнение статических характеристик однокаскадного и двухкаскадного пневматических усилителей, управляемых с помощью одного и того же электромеханического преобразователя, при учете влияния момента воздействия газового потока.

Для этого сначала рассмотрим однокаскадный ПУ.

Уравнение статической характеристики ненагруженного электромеханического преобразователя можно записать в следующем виде:

$$M_э = M_{эмп} = k_i I_к - k_\alpha \alpha, \qquad (IX.38)$$

где $M_{эмп}$ — момент на валу ЭМП без учета сил воздействия газового потока;

$M_э$ — момент электромагнитных сил, развиваемый ЭМП;

k_α — коэффициент усиления по углу;

k_i — коэффициент усиления по току;

α — угол поворота вала ЭМП;

$I_к$ — командный ток (сигнал управления).

Отметим, что в серийных ЭМП при любых углах отклонения до $\alpha = \pm(2 \div 3)^\circ$ всегда выполняется равенство

$$k_{\alpha m}\alpha_m \approx k_i I_{кm},$$

где α_m и $I_{кm}$ — максимальные значения угла поворота вала ЭМП и величины командного тока;

$k_{\alpha m}$ — суммарный коэффициент усиления по углу.

Уравнение пневматического усилителя любого типа в безразмерной форме имеет вид

$$\Delta\psi_m + K_\beta \Delta\beta_г = K_{пу}\sigma_m$$

или, переходя к размерной форме,

$$\frac{\Delta G}{G_m} + K_\beta \frac{\Delta p}{p_z} = K_{\text{пу}} \frac{x}{x_m}, \qquad (IX.39)$$

где $x = r\alpha$ — перемещение управляющего элемента;
r — радиус механизма передачи.

Если момент, развиваемый электромеханическим преобразователем, во много раз больше, чем момент воздействия газового потока, то уравнение ПУ принимает вид

$$\Delta G \frac{1}{G_m} + \Delta p \frac{K_\beta}{p_z} = K_{\text{пу}} \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к}m}}. \qquad (IX.40)$$

В более мощных усилителях момент воздействия газового потока сравним с моментом, развиваемым ЭМП, и его необходимо учитывать. Момент воздействия газового потока, действующий на электромеханический преобразователь, в линеаризованном виде можно представить следующим выражением:

$$M_{RH}(\alpha,\ \Delta p,\ \Delta G) = k_{\Delta\alpha}\alpha + k_{\Delta p}\,\Delta p + k_{\Delta G}\,\Delta G. \qquad (IX.41)$$

При учете момента воздействия газового потока уравнение статических характеристик ЭМП имеет вид

$$M_{\text{э}} = M_{\text{эмп}} - M_{RH} \qquad (IX.42)$$

или

$$k_\alpha \alpha = k_i I_{\text{к}} - k_{\Delta\alpha}\alpha - k_{\Delta p}\,\Delta p - k_{\Delta G}\,\Delta G.$$

Подставляя выражение (IX.41) в уравнение (IX.42), после несложных преобразований получим уравнение статических характеристик однокаскадного ПУ и ЭМП:

$$\left(\frac{1}{G_m} + k_{\Delta G}\frac{K_{\text{пу}}}{k_\alpha + k_{\Delta\alpha}}\right)\Delta G + \left(\frac{K_\beta}{p_z} + k_{\Delta p}\frac{K_{\text{пу}}}{k_\alpha + k_{\Delta\alpha}}\right)\Delta p = \frac{K_{\text{пу}}}{1 + \frac{k_{\Delta\alpha}}{k_\alpha}} \cdot \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к}m}}. \qquad (IX.43)$$

Сравнивая уравнения (IX.40) и (IX.43), заметим, что при учете момента воздействия M_{RH} изменяются величины всех коэффициентов уравнения ПУ. Уменьшить влияние момента воздействия M_{RH} можно только за счет увеличения суммарной жесткости ЭМП k_α, что приводит к соответственному увеличению потребной мощности ЭМП $k_i I_m$.

Рассмотрим двухкаскадный пневматический усилитель. Уравнение статических характеристик электромеханического преобразователя имеет вид

$$k_\alpha \alpha = k_i I_{\text{к}} - M_{RHI}, \qquad (IX.44)$$

где $I_{\text{к}}$ — ток в обмотках ЭМП;
M_{RHI} — момент воздействия газовых потоков первого каскада.

Уравнение ПУ входного каскада получаем по уравнению (IX.39):

$$\frac{\Delta G_I}{G_{Im}} + \frac{K_{\beta I}}{p_{zI}} \Delta p_I = K_{\text{пу}I} \frac{x_I}{x_{Im}}, \qquad \text{(IX.45)}$$

где G_{Im} — максимальный расход во входном каскаде;

$p_{zI} = p_{\text{вх}\,I}$ — входное давление во входном каскаде;

$x_I = r_I \alpha$ — перемещение управляющего элемента входного каскада;

r_I — радиус рычага механизма передачи входного каскада.

Если во входном каскаде применен поршневой сервомеханизм, то статическое уравнение сил, действующих на поршень сервомеханизма, имеет вид

$$F_{nI} \Delta p_I = R_I$$

или в линеаризованной форме

$$F_{nI} \Delta p_I = k_x x + k_{\Delta p} \Delta p + k_{\Delta G} \Delta G, \qquad \text{(IX.46)}$$

где $F_{\text{п}I}$ — площадь поршня сервомеханизма входного каскада;

$F_{\text{п}I} \Delta p_I$ — сила, перемещающая поршень;

R_I — сила сопротивления движению поршня из-за воздействия газового потока в силовом каскаде;

$k_x x$ — сила, возникающая при перемещении управляющего элемента силового каскада;

$k_{\Delta p} \Delta p$ — сила, возникающая при изменении перепада давлений в силовом каскаде;

$k_{\Delta G} \Delta G$ — сила, возникающая при изменении разности расходов в приемниках силового ПД;

x — перемещение управляющего элемента силового каскада.

Уравнение ПУ силового каскада можно написать аналогичным образом:

$$\frac{\Delta G}{G_m} + \frac{K_\beta}{p_z} \Delta p = K_{\text{пу}} \frac{x}{x_m}. \qquad \text{(IX.47)}$$

Ввиду того, что электромеханический преобразователь тот же, а мощность газового потока входного каскада по крайней мере на два порядка меньше мощности силового каскада, влиянием момента воздействия входного каскада на характеристики ЭМП можно пренебречь (т. е. $M_{RHI} = 0$). Кроме того, при анализе статических режимов расходы газа при втекании и вытекании в каждую полость сервомеханизма входного каскада одинаковы, т. е. $\Delta G_I = 0$.

Двухкаскадный ПУ без внутренних обратных связей структурно неустойчив (он обладает астатизмом первого порядка по перемещению управляющего элемента силового каскада). Устойчивость входного каскада достигается либо за счет введения добавочных пружин в сервомеханизме (повышения коэффициента k_x), либо за счет введения позиционной обратной связи между управляющими элементами входного и силового каскадов.

В первом случае $k_x = k_{x\text{в}} + k_{x\text{п}}$, где $k_{x\text{п}} > k_{x\text{в}}$;

k_x — суммарная жесткость;

$k_{x\text{в}}$ — коэффициент воздействия газового потока;

$k_{x\text{п}}$ — стабилизирующий коэффициент жесткости пружинной нагрузки.

Решая совместно уравнения (IX.44), (IX.45) и (IX.46), после несложных преобразований получим

$$x = \frac{K_{\text{пу}I}}{K_{\beta I}} \cdot \frac{p_{zI}F_{\text{п}I}}{k_x x_{Im}} x_1 - \frac{k_{\Delta p}}{k_x}\Delta p - \frac{k_{\Delta G}}{k_x}\Delta G. \qquad \text{(IX.48)}$$

Подставляя выражение (IX.48) в уравнение (IX.47), запишем уравнение двухкаскадного пневматического усилителя в виде

$$\Delta G\left[\frac{1}{G_m} + \frac{k_{\Delta G}K_{\text{пу}}}{k_x x_m}\right] + \Delta p\left[\frac{K_\beta}{p_z} + \frac{k_{\Delta p}K_{\text{пу}}}{k_x x_m}\right] = $$
$$= \frac{K_{\text{пу}I}}{K_{\beta I}} \cdot \frac{p_{zI}F_{\text{п}I}}{k_x x_m} K_{\text{пу}} \frac{I_\text{к}}{I_{\text{к}m}}. \qquad \text{(IX.49)}$$

Сравнивая уравнения (IX.40) и (IX.49), заметим, что коэффициенты их будут приблизительно одинаковыми при выполнении следующих условий:

$$\frac{k_{\Delta G}K_{\text{пу}}}{k_x x_m} \ll \frac{1}{G_m} \quad \text{или} \quad k_x x_m \gg K_{\text{пу}} k_{\Delta G} G_m;$$

$$\frac{k_{\Delta p}K_{\text{пу}}}{k_x x_m} \ll \frac{K_\beta}{p_z} \quad \text{или} \quad k_x x_m \gg \frac{K_{\text{пу}}}{K_\beta} k_{\Delta p} p_z;$$

$$\frac{p_{zI}F_{\text{п}I}}{k_x x_m} \cdot \frac{K_{\text{пу}I}}{K_{\beta I}} \approx 1 \quad \text{или} \quad \frac{K_{\text{пу}I}}{K_{\beta I}} \approx \frac{k_x x_m}{p_{zI}F_{\text{п}I}}.$$

Но величина $k_x x_m = \Delta p_{mI} F_{nI} = R_{mI}$ — максимальное усилие на поршне входного каскада, а величины $R_{\Delta Gm} = k_{\Delta G}\,\Delta G_m$, $R_{\Delta p} = k_{\Delta p}\,\Delta p_m$ — максимальные усилия воздействия газового потока, возникающие от изменения разности расходов и давлений в приемниках ПД. Следовательно, для того чтобы исключить влияние силового каскада на входной каскад, расчет последнего следует производить, исходя из трех условий:

$$R_{Im} \gg R_{\Delta Gm}; \quad R_{Im} \gg R_{\Delta pm};$$
$$\frac{K_{\text{пу}I}}{K_{\beta I}} \approx \frac{\Delta p_{Im}}{p_{zI}}.$$

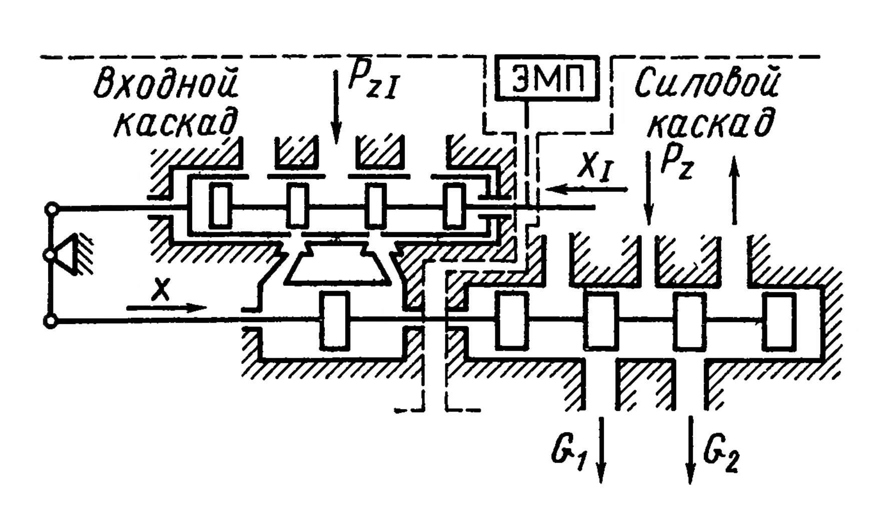


Рис. IX.15. Принципиальная схема многокаскадного пневматического усилителя

В случае применения позиционной обратной связи между управляющими элементами входного и силового каскадов (рис. IX.15) уравнение обратной связи будет

$$\Delta x_I = x_I - K_{\text{ос}}x, \qquad \text{(IX.50)}$$

где Δx_I — суммарное перемещение управляющего элемента входного каскада;

$x_I = r_I \alpha = \frac{I_к}{I_{кm}} x_{Im}$;

x_I — перемещение управляющего элемента от воздействия командного сигнала ЭМП;

$K_{ос}$ — коэффициент обратной связи;

x — перемещение управляющего элемента силового каскада.

При этом уравнение ПУ входного каскада принимает вид

$$\frac{\Delta G_I}{G_{Im}} + K_{\beta I} \frac{\Delta p_I}{p_{zI}} = K_{пуI} \sigma_I = K_{пуI} \frac{\Delta x_I}{x_{Im}}. \quad (IX.51)$$

Далее нетрудно получить уравнение двухкаскадного пневматического усилителя с позиционной обратной связью между каскадами:

$$\Delta G \left[\frac{1}{G_m} + \frac{K_{пу} k_{\Delta G}}{x_m} \cdot \frac{K_{\beta I} x_{Im}}{K_{пуI} K_{ос} p_{zI} F_{пI}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_{\beta I} x_{Im} k_x}{K_{пуI} K_{ос} p_{zI} F_{пI}}} \right] +$$

$$+ \Delta p \left[\frac{K_\beta}{p_z} + \frac{K_{пу} K_{\Delta p}}{x_m} \cdot \frac{K_{\beta I} x_{Im}}{K_{пуI} K_{ос} p_{zI} F_{пI}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_{\beta I} x_{Im} k_x}{K_{пуI} K_{ос} p_{zI} F_{пI}}} \right] =$$

$$= K_{пу} \frac{x_{Im}}{K_{ос} x_m} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_{\beta I} x_{Im} K_x}{K_{пуI} K_{ос} p_{zI} F_{пI}}} \cdot \frac{I_к}{I_{кm}}. \quad (IX.52)$$

Для анализа физического смысла полученного уравнения рассмотрим два случая:

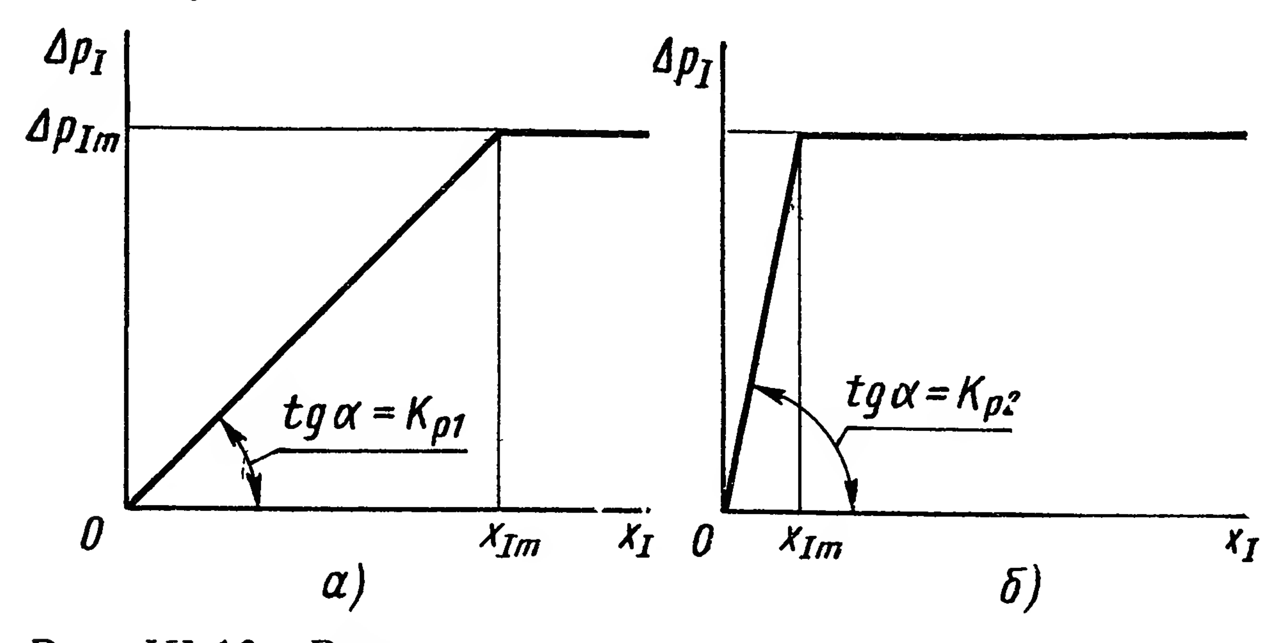


Рис. IX.16. Регулировочные характеристики пневматических усилителей входного каскада:

а — линейная характеристика; *б* — характеристика, близкая к релейной

ПУ входного каскада обладает большой линейностью регулировочной характеристики [$\Delta p = f(x_I)$], (рис. IX.16, *а*);

ПУ входного каскада имеет регулировочную характеристику, близкую к релейной [золотник, сопло — заслонка] с поперечным движением (рис. IX.16, *б*)].

В первом случае можно считать, что

$$\Delta p_{Im}=k_{p1}x_{Im},$$

где $k_{p1}=\frac{d\Delta p}{dx_I}$ — коэффициент наклона регулировочной характеристики,

$$R_{Im}=F_{\text{п}I}\,\Delta p_{Im}=\frac{K_{\text{пу}I}p_{zI}F_{\text{п}I}}{K_{\beta I}}. \qquad \text{(IX.53)}$$

Во втором случае зависимость между максимальным усилием и перемещением x_I описывается формулой

$$R_{Im}=k_{p2}x_{\text{к}I},$$

здесь

$$k_{p2}=\frac{K_{\text{пу}I}p_{zI}}{K_{\beta I}x'_{Im}}. \qquad \text{(IX.54)}$$

Используя уравнения (IX.52) и (IX.53), получим уравнение ПУ для первого случая:

$$\Delta G\left[\frac{1}{G_m}+k_{\Delta G}\frac{K_{\text{пу}}x_{Im}}{R_{Im}K_{\text{ос}}x_m}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x x_{Im}}{K_{\text{ос}}R_{Im}}}\right]+$$
$$+\Delta p\left[\frac{K_\beta}{p_z'}+k_{\Delta p}\frac{K_{\text{пу}}x_{Im}}{p_{Im}K_{\text{ос}}x_m}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x x_{Im}}{K_{\text{ос}}R_{Im}}}\right]=$$
$$=K_{\text{пу}}\frac{x_{Im}}{K_{\text{ос}}x_m}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x x_{Im}}{K_{\text{ос}}R_{Im}}}\cdot\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к}m}}. \qquad \text{(IX.55)}$$

Для второго случая уравнение двухкаскадного ПУ найдем при совместном решении уравнений (IX.52), (IX.55):

$$\Delta G\left[\frac{1}{G_m}+k_{\Delta G}\frac{K_{\text{пу}}}{k_{p2}F_{\text{п}I}K_{\text{ос}}x_m}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x}{K_{\text{ос}}k_{p2}F_{\text{п}I}}}\right]+$$
$$+\Delta p\left[\frac{1}{p_z}+k_{\Delta p}\frac{K_{\text{пу}}}{k_{p2}F_{\text{п}I}K_{\text{ос}}x_m}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x}{K_{\text{ос}}k_{p2}F_{\text{п}I}}}\right]=$$
$$=K_{\text{пу}}\frac{x_{Im}}{K_{\text{ос}}x_m}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x}{K_{\text{ос}}k_{p2}F_{\text{п}I}}}\cdot\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к}m}}. \qquad \text{(IX.56)}$$

При конструктивном оформлении двухкаскадного пневматического усилителя часто обратную связь делают, как показано на рис. IX.17. Тогда

$$K_{\text{ос}}=1;\quad x_{Im}=x_m.$$

С учетом этого уравнение (IX.55) принимает вид

$$\Delta G\left[\frac{1}{G_m}+k_{\Delta G}\frac{K_{\text{пу}}}{R_{Im}}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x x_m}{R_{Im}}}\right]+$$

$$+\Delta p\left[\frac{K_\beta}{p_z}+k_{\Delta p}\frac{K_{\text{пу}}}{R_{Im}}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x x_m}{R_{Im}}}\right]=\frac{K_{\text{пу}}}{1+\frac{k_x x_m}{R_{Im}}}\cdot\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к}m}}, \qquad \text{(IX.57)}$$

а уравнение (IX.57) можно записать в следующем виде:

$$\Delta G\left[\frac{1}{G_m}+k_{\Delta G}\frac{K_{\text{пу}}}{k_{p2}F_{\text{п}I}x_{Im}}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x}{k_{p2}F_{\text{п}I}}}\right]+$$

$$+\Delta p\left[\frac{K_\beta}{p_z}+k_{\Delta p}\frac{K_{\text{пу}}}{k_{p2}F_{\text{п}I}x_{Im}}\cdot\frac{1}{1+\frac{k_x}{k_{p2}F_{\text{п}I}}}\right]=K_{\text{пу}}\frac{1}{1+\frac{k_x}{k_{p2}F_{\text{п}I}}}\cdot\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к}m}}. \qquad \text{(IX.58)}$$

Сравним уравнение (IX.40) с уравнениями (IX.55), (IX.56), (IX.57) и (IX.58).

Влияние воздействия газового потока силового каскада на управляющий элемент входного каскада выражается в уравнениях

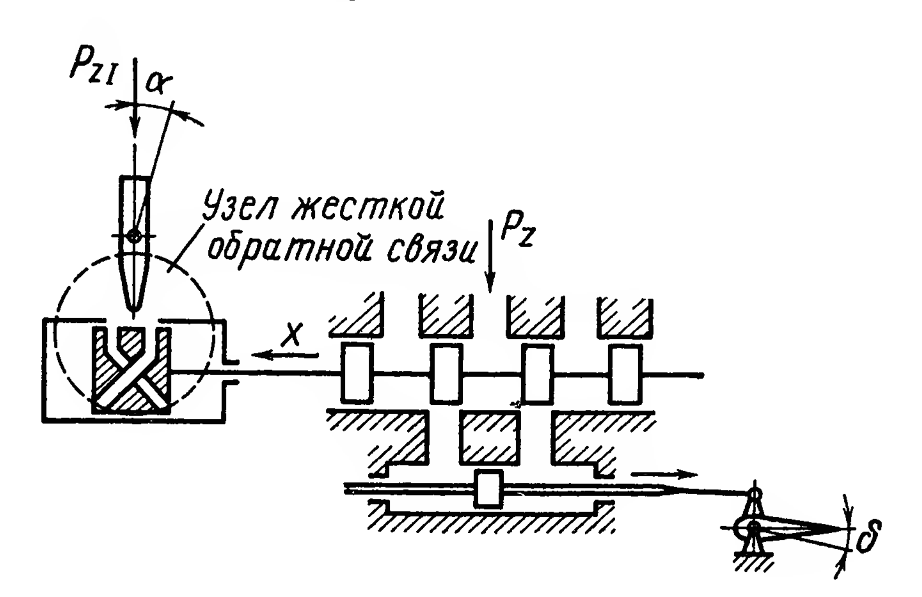


Рис. IX.17. Двухкаскадный пневматический усилитель с жесткой обратной связью

(IX.55) — (IX.58) вторыми слагаемыми. Отметим, что при $k_{p2}=\infty$ ($K_{\beta I}=0$) из уравнений (IX.56) и (IX.58) следует, что это влияние исключается. Однако при рассмотрении пневматического усилителя с золотником имели $K_\beta=0$. Поэтому при использовании в качестве усилителя входного каскада идеального ПУ с золотником влияние воздействия газового потока полностью исключается. При использовании ПУ с регулировочной характеристикой, близкой к релейной, влияние воздействия газового потока практически отсутствует.

В тех случаях, когда применение во входном каскаде ПУ с золотником нежелательно, для уменьшения воздействия газового потока следует увеличивать усилие входного каскада (R_{Im}). Как видно из уравнений (IX.55) и (IX.57), увеличение максимального усилия входного каскада (R_{Im}) и коэффициента обратной связи ($K_{\text{ос}}$) позволяет существенно уменьшить величину вторых слагаемых, выражающих влияние воздействия газового потока.

Изложенный выше анализ работы двухкаскадного ПУ основан на том, что любой усилитель можно описать безразмерным уравнением $\Delta\psi_m + K_\beta \Delta\beta_z = K_{\text{пу}}\sigma_m$, а момент (усилие) воздействия газового потока можно представить в виде линейной комбинации переменных $\alpha(x)$, Δp, ΔG. Эти два допущения справедливы для всех рассматриваемых типов ПУ, поэтому уравнения (IX.56) — (IX.58) могут применяться для расчета характеристик двухкаскадного усилителя, составленного из двух ПУ любых типов.

Следует отметить, что уравнения (IX.56) — (IX.58) получены для определения статических характеристик. Однако они могут быть использованы для расчета динамики ПУ входного каскада введением постоянной времени преобразующего устройства входного каскада:

$$T_I = K\frac{W_{0I}}{G_{Im}},$$

где W_{0I} — объем полостей преобразующего устройства входного каскада.

Ввиду того, что этот объем очень мал (вследствие незначительности хода и площади поршня сервомеханизма), практически всегда удается уменьшить величину T_I настолько, что ее влияние на динамику всего привода можно не учитывать.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Андреева Е. А.** К расчету статической характеристики элемента сопло — заслонка. Системы, устройства и элементы пневмо и гидроавтоматики. Изд. АН СССР, 1959.

2. **Богачева А. В.** Пневматические элементы системы автоматического управления. М., «Машиностроение», 1966, с.

3. **Челомей В. Н.** Исследование пневматических и гидравлических сервомеханизмов. Сб. Автоматическое управление и вычислительная техника. Вып 1, М., Машгиз, 1958, 166—181 с.

4. **Bahniuk E., Lee S. J.** The design and analysis of a servovalve with flaw feedback Trans. ASME, 1959. Paper IV 59—JKD — 3.

РАЗДЕЛ II

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

В этом разделе за классификационные признаки корректирующих элементов и устройств систем автоматического регулирования и управления приняты: вид энергии питания, на котором происходит преобразование сигнала, и тип корректирующего устройства (глава X). В разделе рассматриваются электрические корректирующие элементы и устройства постоянного (глава XI) и переменного (глава XII) тока, электромеханические (глава XIII), гидравлические и пневматические (глава XIV) корректирующие устройства.

Корректирующие элементы и устройства, применяемые в автоматических системах, можно различать по принципу действия (непрерывные, дискретные, с перестройкой параметров и т. д.) и виду уравнений, описывающих динамические процессы, протекающие в этих элементах и устройствах (линейные и нелинейные корректирующие устройства). В зависимости от места включения корректирующие устройства разделяются на последовательные, параллельные и комбинированные (последовательно-параллельные или параллельно-последовательные).

ГЛАВА X

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕОРИИ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ

В настоящее время в системах автоматического регулирования и управления используются электрические (постоянного и переменного тока), электромеханические, гидравлические и пневматические корректирующие элементы и устройства. Наиболее просто электрические корректирующие устройства реализуются на пассивных четырехполюсниках, которые состоят из резисторов, конденсаторов и индуктивностей. Сложные электрические корректирующие устройства включают также разделительные и согласующие электронные элементы.

В электромеханические корректирующие устройства, кроме пассивных четырехполюсников, входят тахогенераторы, импеллеры, дифференцирующие и интегрирующие гироскопы. В ряде случаев электромеханическое корректирующее устройство может быть реализовано в виде мостовой схемы, в одну из плеч которой включен электрический двигатель исполнительного устройства.

Гидравлические и пневматические корректирующие устройства могут состоять из специальных гидравлических и пневматических фильтров, включаемых в обратные связи основных элементов системы, или в виде гибких обратных связей по давлению (перепаду давлений), расходу рабочей жидкости, воздуха.

В последнее время стали применяться корректирующие элементы с перестраиваемыми параметрами. Реализация таких элементов осуществляется с помощью релейных и дискретных устройств, а также цифровых вычислительных машин. Подобные элементы принято относить к логическим корректирующим элементам.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ

Классификация корректирующих элементов и устройств САР и САУ, как и других звеньев, может быть выполнена на базе различных классификационных признаков.

В зависимости от идеализации, принятой при математическом описании, корректирующие элементы и устройства подразделяются

на два типа: линейные и нелинейные (рис. X.1). Линейные корректирующие элементы описываются линейными дифференциальными уравнениями, нелинейные корректирующие элементы — нелинейными уравнениями. В отличие от линейных корректирующих элементов и устройств (как минимально-фазовых, так и неминимально-фазовых) коэффициент передачи и фазовый угол нелинейных элементов могут зависеть не только от частоты, но и от амплитуды входного сигнала. Поэтому в общем случае нелинейные корректирующие

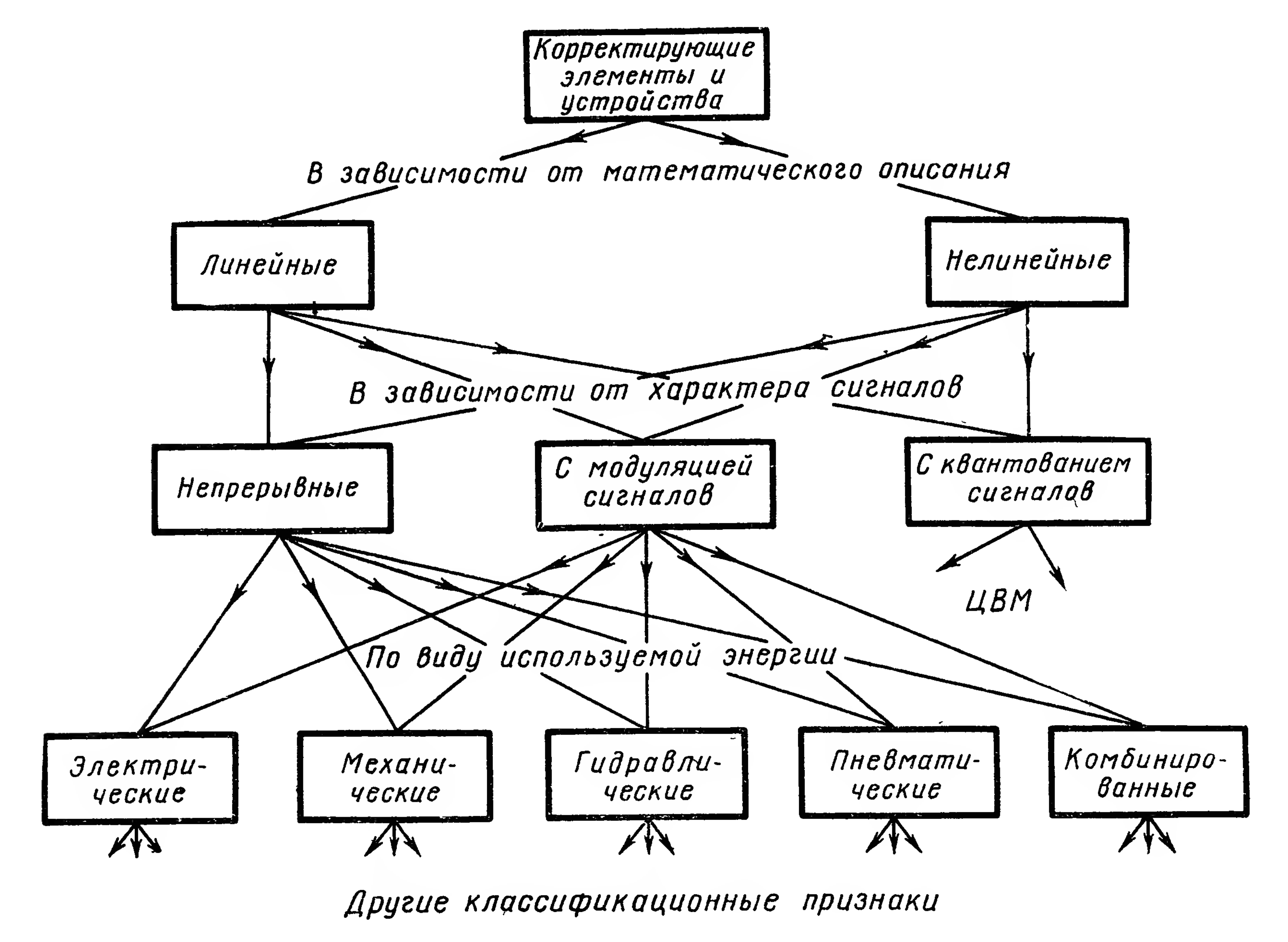


Рис. X.1. Общая классификация корректирующих элементов и устройств

элементы могут обеспечить в заданном частотном диапазоне любой требуемый вид амплитудной $L(A, \omega)$ и фазовой $\varphi(A, \omega)$ частотных характеристик. Динамические возможности нелинейных элементов значительно бо́льшие, чем возможности соответствующих линейных корректирующих устройств.

В зависимости от характера сигналов, передаваемых корректирующими элементами, последние подразделяются на три подкласса: непрерывные (сигналы на входе и выходе представляют собой непрерывные функции времени), корректирующие элементы с модуляцией входных сигналов (гармонической, частотной, фазовой, импульсной) и корректирующие элементы, преобразующие сигналы.

По энергетическому признаку корректирующие элементы и устройства классифицируются на следующие группы: электрические, механические (электромеханические), гидравлические, пневматические, комбинированные.

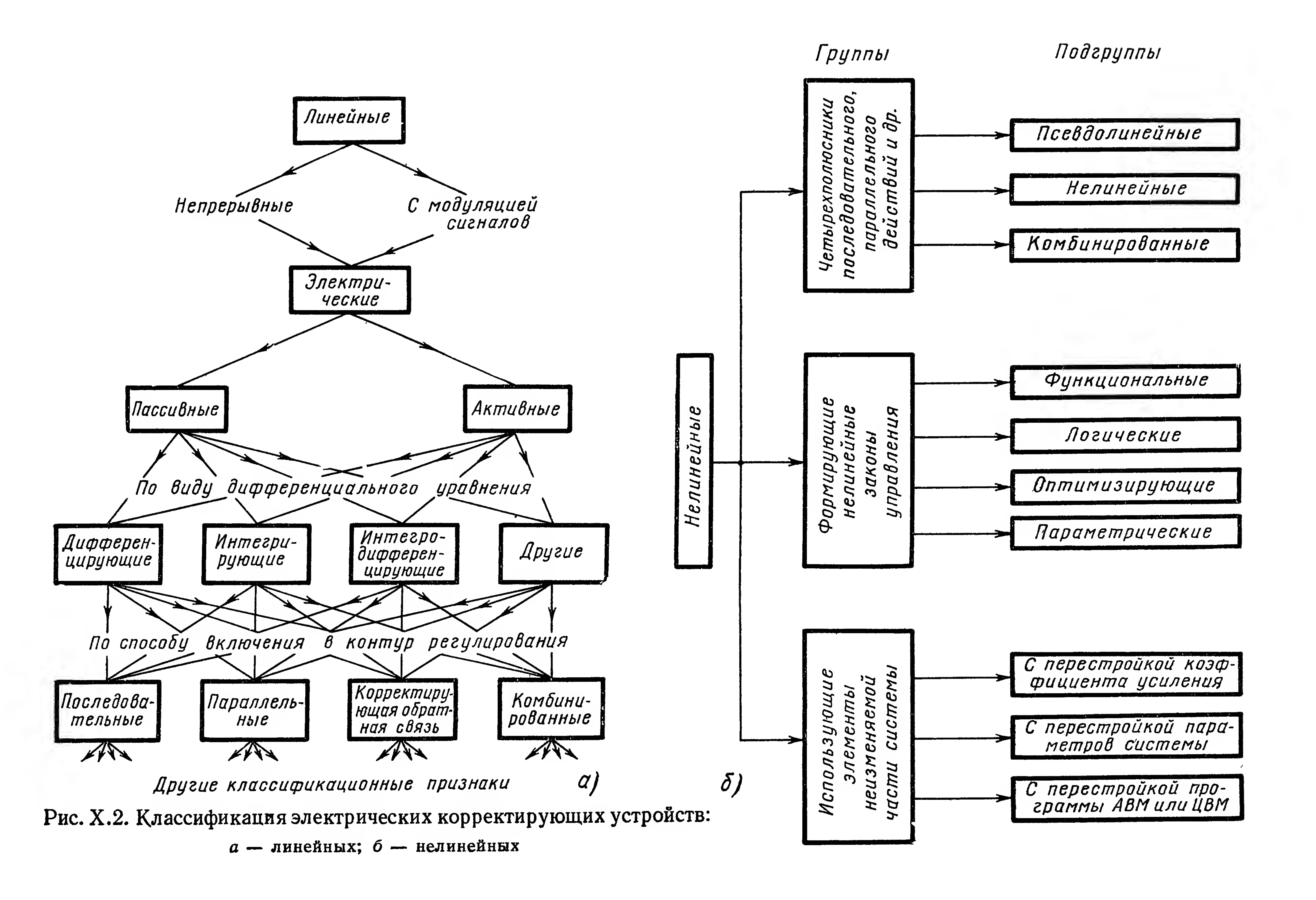


Рис. X.2. Классификация электрических корректирующих устройств:

а — линейных; *б* — нелинейных

В зависимости от вида частотных характеристик электрические, механические, гидравлические и другие линейные корректирующие элементы и устройства подразделяются на дифференцирующие, интегрирующие, интегродифференцирующие и др. Кроме того, в зависимости от способа включения в контур системы корректирующие элементы подразделяются на последовательные, параллельные и корректирующие обратные связи.

Классификация электрических корректирующих элементов (линейных и нелинейных) показана на рис. X.1.

Детальная классификация линейных и нелинейных корректирующих устройств приведена на рис. X.2.

Особый класс корректирующих устройств, преобразующих сигналы в цифровой форме, представляют цифровые вычислительные машины [1].

Итак, элементарные корректирующие устройства лишь реализуют тот или иной закон регулирования, сформулированный на этапе проектирования системы управления. Такие корректирующие устройства имеют ограниченные функциональные и динамические возможности, но их применение оправдано, так как разработчик в процессе проектирования не располагает полной априорной информацией о процессе управления.

ЦВМ, функционирующая в реальном масштабе времени в замкнутом контуре управления, имеет практически неограниченные математические и логические возможности. Поэтому основной функцией управляющей ЦВМ является вычисление оптимальных управлений и законов, оптимизирующих поведение системы в соответствии с тем или иным критерием качества в процессе ее нормальной эксплуатации.

Высокое быстродействие управляющей ЦВМ позволяет, наряду с основной функцией, выполнять попутно целый ряд вспомогательных задач, связанных, например, с контролем функционирования отдельных устройств и подсистем САУ, с решением некоторых внешних задач и т. д. К такого рода задачам относится также реализация сложного линейного или нелинейного цифрового корректирующего фильтра.

При использовании ЦВМ в контуре управления можно получать оптимальные системы, удовлетворяющие различным критериям оптимальности, при любых управляющих и возмущающих воздействиях. При отсутствии ЦВМ в системах наиболее целесообразно применять нелинейные корректирующие устройства, как обладающие наибольшими функциональными, логическими возможностями.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА ЛИНЕЙНЫХ ПАССИВНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

В качестве схем корректирующих устройств часто используют пассивные четырехполюсники типа RC, не имеющие индуктивностей. Это особенно важно в системах, работающих в диапазоне низких частот, для которых трудно изготовить индуктивности не-

больших размеров. Следует отметить, что несмотря на значительные ограничения, которые накладываются на реализуемую передаточную функцию при отказе от использования индуктивностей, такие четырехполюсники являются достаточно гибкими. Поэтому любая заданная амплитудно-частотная характеристика может быть аппроксимирована с любой степенью точности при использовании лишь резисторов и емкостей [4].

Широко известны типовые корректирующие цепи постоянного тока, реализующие большой класс передаточных функций. В общем же случае для реализации сложной передаточной функции в виде RC-четырехполюсника необходимо использовать некоторые вопросы теории синтеза цепей. Задача синтеза состоит в нахождении цепи, которая будет обладать заданной передаточной функцией.

Рис. X.3. Схемы четырехполюсников:

а — «лестничный» четырехполюсник; *б* — X-образная схема, реализующая передаточную функцию

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{1 - sT}{1 + sT} \quad (T = RC)$$

В качестве основной схемы четырехполюсника принимаем схему, показанную на рис. X.3, *а*. Данная схема не сбалансирована относительно земли, что важно для практического применения. Эти RC-четырехполюсники дают возможность реализовать передаточные функции, содержащие нули и полюса, расположенные на отрицательной части действительной оси плоскости комплексной переменной s. Для реализации комплексных нулей, расположенных как в левой, так и в правой полуплоскости, можно рекомендовать параллельное соединение нескольких «лестничных» четырехполюсников. Передаточные функции, содержащие нули, расположенные на положительной части действительной оси, реализуются лишь с помощью схем, сбалансированных относительно земли, например X-образных схем (рис. X.3, *б*). Если передаточная функция содержит полюса в любой части левой полуплоскости, то для ее реализации целесообразно применять активные четырехполюсники, рассмотренные в § 3 настоящей главы.

Ниже будет рассмотрен лишь метод синтеза RC-четырехполюсников, позволяющих реализовать передаточные функции с нулями, расположенными как в левой, так и правой полуплоскости, исключая положительную часть действительной оси, и с полюсами, расположенными на отрицательной части действительной оси.

Методика синтеза электрических цепей, реализующих определенные частотные характеристики, особенно важна для схем, в которых затруднено использование разделяющих усилителей. Если такие усилители могут быть применены, то требуемую передаточную функцию легко реализовать с помощью дифференцирующих, интегрирующих и интегродифференцирующих четырехполюсников.

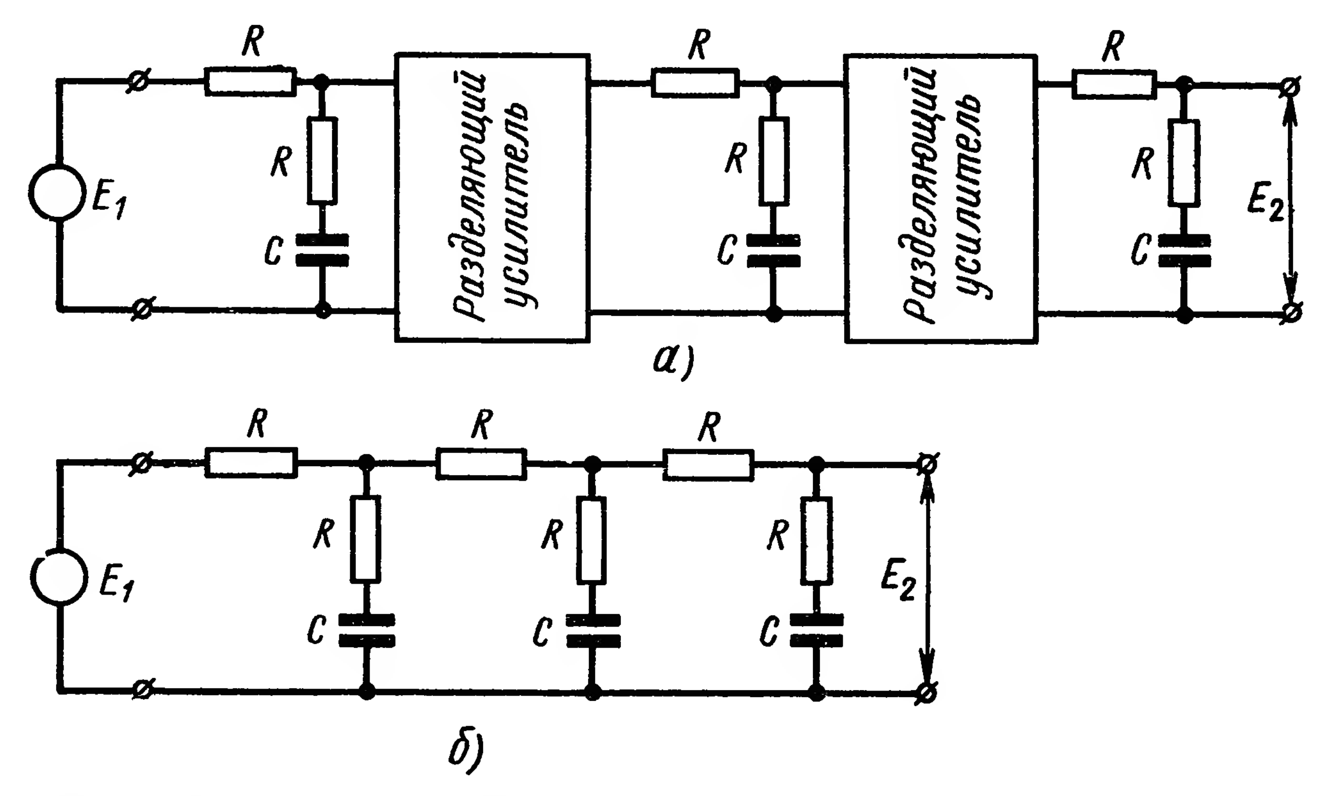


Рис. X.4. Четырехполюсники с тремя интегрирующими звеньями:

а — с разделяющими усилителями; *б* — без разделяющих усилителей

Для схемы, изображенной на рис. X.4, *а*, общая передаточная функция равна произведению передаточных функций трех звеньев, т. е.

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = k\frac{T_{a1}s+1}{T_{b1}s+1}\cdot\frac{T_{a2}s+1}{T_{b2}s+1}\cdot\frac{T_{a3}s+1}{T_{b3}s+1}, \tag{X.1}$$

где

$$T_{a1} < T_{b1};\quad T_{a2} < T_{b2};\quad T_{a3} < T_{b3}.$$

Если разделительные усилители не могут быть использованы, то передаточную функцию, определяемую выражением (X.1), реализовать сложнее. При простом последовательном соединении отдельных четырехполюсников (рис. X.4, *б*) желаемой передаточной функции не получается, поскольку имеет место влияние последующего звена на предыдущее.

Анализ электрических цепей. На рис. X.5, *а* изображена произвольная линейная электрическая цепь с сосредоточенными параметрами, имеющая двустороннее питание. В общем случае она может быть активной, т. е. содержать источники электрической энергии. Применяя второй закон Кирхгофа, можно записать систему линейных интегрально-дифференциальных уравнений

$$a_{j\text{к}}i_\text{к} = L_{j\text{к}}\frac{di_\text{к}}{dt} + R_{j\text{к}}i_\text{к} + D_{j\text{к}}\int i_\text{к}\,dt, \tag{X.2}$$

где $L_{j\kappa}$ — общая индуктивность контуров j и κ, причем знак плюс относится к случаю, когда положительные направления токов i_j и i_κ в общей ветви совпадают; при $j = \kappa$ имеем:

$L_{\kappa\kappa}$ — сумма всех индуктивностей κ-го контура;

$R_{j\kappa}$ и $R_{\kappa\kappa}$ — сопротивления соответственно общей ветви и κ-го контура;

$D_{j\kappa}$ и $D_{\kappa\kappa}$ — величины, обратные емкостям общей ветви и κ-го контура.

Систему уравнений (X.2) можно переписать в следующем виде:

$$\left.\begin{array}{l} a_{11}i_1 + a_{12}i_2 + \ldots + a_{1n}i_n = e_1; \\ a_{21}i_1 + a_{22}i_2 + \ldots + a_{2n}i_n = e_2; \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ a_{n1}i_1 + a_{n2}i_2 + \ldots + a_{nn}i_n = e_n, \end{array}\right\} \qquad (X.3)$$

где i — контурные токи;

e — контурные э. д. с.

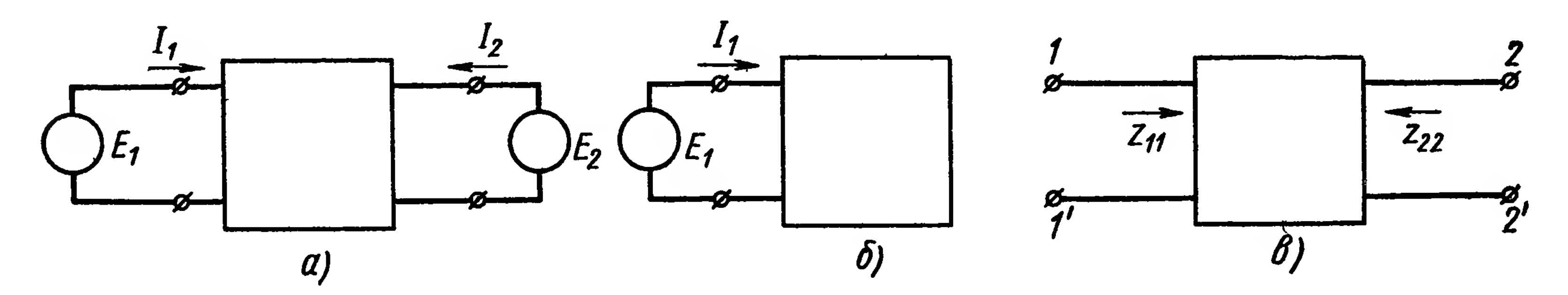


Рис. X.5. Схемы электрических цепей:

а — общая схема с двусторонним питанием; *б* — схема двухполюсника; *в* — схема четырехполюсника

Преобразование Лапласа дает возможность найти решение для любого источника напряжения. Считая начальные условия нулевыми, можно записать систему (X.3) в виде

$$\left.\begin{array}{l} b_{11}I_1(s) + b_{12}I_2(s) + \ldots + b_{1n}I_n(s) = E_1(s); \\ b_{n1}I_1(s) + b_{n2}I_2(s) + \ldots + b_{nn}I_n(s) = E_n(s), \end{array}\right\} \qquad (X.4)$$

где

$$b_{j\kappa} = sL_{j\kappa} + R_{j\kappa} + \frac{D_{j\kappa}}{s}. \qquad (X.5)$$

Тогда изображение контурного тока находится по формуле

$$I_\kappa(s) = \sum_{j=1}^{n} \frac{\Delta_{j\kappa}(s)}{\Delta(s)} E_j(s), \qquad (X.6)$$

где $\Delta(s)$ — определитель системы (X.4);

$\Delta_{j\kappa}(s)$ — алгебраическое дополнение.

На рис. X.5, *б* изображена самая простая электрическая цепь — двухполюсник. Он содержит всего одну пару клемм для соединения с внешней цепью. Двухполюсник характеризуется только одной

функцией — входным импеданцем, т. е. отношением $\frac{E_1}{I_1}$. Это отношение можно получить из формулы (X.6), положив равными нулю все э. д. с., кроме E_1. Таким образом,

$$Z(s)=\frac{E_1}{I_1}=\frac{\Delta(s)}{\Delta_{11}(s)}. \qquad (X.7)$$

Очевидно, что $Z(s)$ двухполюсника является рациональной функцией с вещественными коэффициентами. Это справедливо и для адмитанца двухполюсника $Y(s)$. Нули и полюса $Z(s)$ являются соответственно корнями $\Delta(s)=0$ и $\Delta_{11}(s)=0$, представляющими собой собственные частоты электрической цепи соответственно при замкнутых накоротко и разомкнутых зажимах. Очевидно, что нули и полюса $Z(s)$ не могут находиться в правой половине комплексной плоскости, т. е. они будут либо вещественными и отрицательными, либо комплексными с отрицательной вещественной частью. Комплексные нули и полюса должны составлять сопряженные пары, чтобы обеспечить вещественность коэффициентов.

На рис. X.5, *в* изображен четырехполюсник, т. е. электрическая цепь с двумя парами клемм. Свойства четырехполюсника определяются соотношениями между входными и выходными напряжениями и токами. Одно такое соотношение можно получить из уравнения (X.6) сведением к нулю всех напряжений, за исключением E_2 и E_1:

$$I_1=y_{11}E_1+y_{12}E_2; \quad I_2=y_{21}E_1+y_{22}E_2, \qquad (X.8)$$

где

$$y_{11}=\frac{\Delta_{11}}{\Delta}; \quad y_{12}=y_{21}=\frac{\Delta_{12}}{\Delta};$$

$$y_{22}=\frac{\Delta_{22}}{\Delta}. \qquad (X.9)$$

Если решить уравнение (X.8) относительно E, то можно записать

$$E_1=z_{11}I_1+z_{12}I_2; \quad E_2=z_{21}I_1+z_{22}I_2, \qquad (X.10)$$

где

$$\left.\begin{aligned} z_{11}&=\frac{y_{22}}{y_{11}y_{22}-y_{12}^2}=\frac{\Delta_{22}\Delta}{\Delta_{11}\Delta_{22}-\Delta_{12}^2};\\ z_{12}=z_{21}&=-\frac{y_{12}}{y_{11}y_{22}-y_{12}^2}=\frac{-\Delta_{12}\Delta}{\Delta_{11}\Delta_{22}-\Delta_{12}^2};\\ z_{22}&=\frac{y_{11}}{y_{11}y_{22}-y_{12}^2}=\frac{\Delta_{11}\Delta}{\Delta_{11}\Delta_{22}-\Delta_{12}^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (X.11)$$

Основные соотношения для синтеза пассивного RC-четырехполюсника. Исходными данными для синтеза четырехполюсника являются:

а) передаточная функция, связывающая вход с выходом (в электрической системе искомой передаточной функцией может быть отношение напряжений, отношение токов, переходный адмитанц);

б) выходной импеданц источника сигнала, например, выходные импеданцы катодного повторителя, триодного и пентодного усилителей, потенциометра;

в) импеданц нагрузки (нагрузкой может быть, например, цепь сетки усилительного каскада).

Пассивный четырехполюсник (рис. X.5, *в*) полностью характеризуется двумя группами функций:

входные импеданцы $z_{11}(s)$, $z_{22}(s)$ и передаточный импеданц $z_{12}(s)$;

входные адмитанцы $y_{11}(s)$ и $y_{22}(s)$ и передаточный адмитанц $y_{12}(s)$ (рис. X.6).

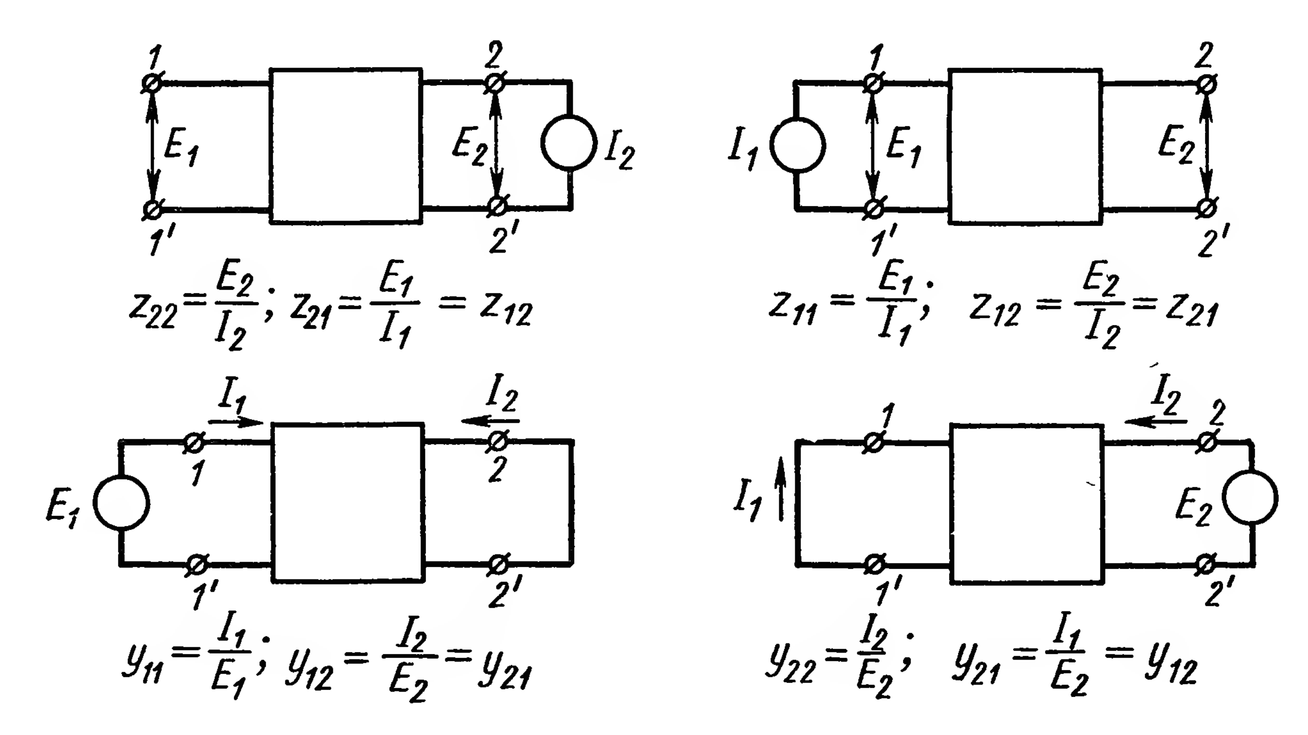


Рис. X.6. К определению функций $Z(s)$ и $Y(s)$

Величины z_{11}, z_{22} и z_{12} представляют собой входные и передаточный импеданцы цепи в режиме холостого хода, величины y_{11}, y_{22} и y_{12} — входные и передаточный адмитанцы цепи в режиме короткого замыкания. Каждая группа функций z_{11}, z_{22}, z_{12} или y_{11}, y_{22}, y_{12} полностью характеризует поведение цепи, как передающего устройства, независимо от импеданца нагрузки или источника напряжения.

Синтезу цепей всегда предшествует определение функций z_{11}, z_{22}, z_{12} или y_{11}, y_{22}, y_{12}. Соотношения, связывающие эти функции для различных видов передаточных функций, сведены в табл. X.1. *

Передаточные функции в таблице разделены на три группы по характеру источника питания. К первой группе относятся случаи, когда источник сигнала представляет собой идеальный источник напряжения с нулевым внутренним сопротивлением $Z_{ист} = 0$. При этом на цепь воздействует напряжение E_1, не зависящее от выходного импеданца. Примерами таких источников сигналов могут служить катодные повторители или различные устройства для измерения ошибки, применяемые в системах автоматического регулирования. Для такой цепи при разомкнутых выходных клеммах

* В табл. X.1 принято $\Delta z = z_{22}z_{11} - z_{12}^2$; $\Delta y = y_{22}y_{11} - y_{12}^2$.

(рис. X.7, *а*) передаточная функция $\frac{E_2(s)}{E_1(s)}$ легко выводится из уравнений (X.10) и (X.8):

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{z_{12}}{z_{11}} = -\frac{y_{12}}{y_{22}}. \tag{X.12}$$

Знак минус, стоящий при y_{12}, зависит от выбранного положительного направления I_2 и в дальнейшем будет опускаться. В выражение (X.12) входят только две из трех функций, причем заданным является только их отношение.

Таблица X.1

Импеданц		Эквивалентная схема	Передаточная функция, выраженная через	
источника	нагрузки		z_{11}, z_{22}, z_{12}	y_{11}, y_{12}, y_{22}
$Z_{ист}=0$	$Z_н=\infty$		$\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{z_{12}}{z_{11}}$	$\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{y_{12}}{y_{22}}$
	$Z_н$		$\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{z_{12}Z_н}{\Delta z+z_{11}Z_н}$	$\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{y_{12}}{y_{22}+Y_н}$
$Z_{ист}=\infty$	$Z_н=\infty$		$\frac{E_2(s)}{I_1(s)}=z_{12}$	$\frac{E_2(s)}{I_2(s)}=\frac{y_{12}}{\Delta y}$
	$Z_н$		$\frac{E_2(s)}{I_1(s)}=\frac{z_{12}Z_н}{z_{22}+Z_н}$	$\frac{E_2(s)}{I_1(s)}=\frac{y_{12}}{\Delta y+y_{11}Y_н}$
$Z_{ист}$	$Z_н=\infty$		$\frac{E_2(s)}{F_{ист}(s)}=\frac{z_{12}}{z_{11}+Z_{ист}}$	$\frac{E_2(s)}{E_{ист}(s)}=\frac{y_{12}}{y_{22}+\Delta y Z_{ист}}$
	$Z_{ист}$		$\frac{E_2(s)}{E_{ист}(s)}=\frac{z_{12}Z_н}{\Delta z+z_{22}Z_{ист}+z_{11}Z_н+Z_{ист}Z_н}$	$\frac{E_2(s)}{E_{ист}(s)}=\frac{y_{12}Y_{ист}}{\Delta y+y_{11}Y_н+y_{22}Y_{ист}+Y_нY_{ист}}$

Для нагруженной цепи (рис. X.7, *б*) отношение $\frac{E_2}{E_1}$ можно вычислить, применив теорему об эквивалентном генераторе (теорему

Тевенена), из которой следует, что по отношению к проводимости нагрузки $Y_н$ остальную цепь можно рассматривать как генератор тока $I_{к.з}$ с внутренней проводимостью y_{22}. Через $I_{кз}$ обозначается ток на выходе, получающийся при коротком замыкании клемм *2—2'*. Следовательно,

$$E_2 = \frac{I_{кз}}{y_{22} + Y_н} \qquad (X.13)$$

и

$$I_{кз} = y_{12} E_1. \qquad (X.14)$$

Откуда

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{y_{12}}{y_{22} + Y_н}. \qquad (X.15)$$

В этом случае в выражение для $\frac{E_2}{E_1}$ входят две из трех функций y_{11}, y_{22}, y_{12}, но только более сложным образом, чем в уравнении (X.12).

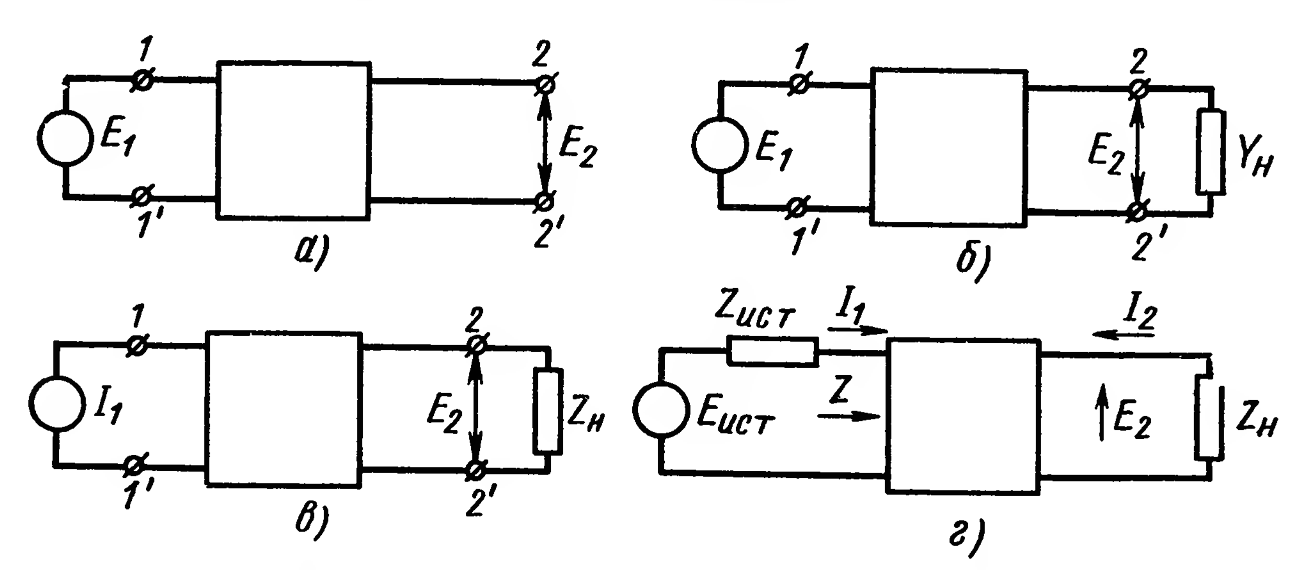


Рис. X,7. Схемы четырехполюсников:

а — цепь с источником напряжения при разомкнутых выходных клеммах; *б* — цепь, нагруженная адмитанцем $Y_н$; *в* — цепь, питаемая идеальным источником тока; *г* — схема включения четырехполюсника между двумя сопротивлениями

Ко второй группе относятся передаточные функции для случая, когда источник сигнала представляет собой идеальный источник тока (рис. X.7, *в*). Это возможно, если цепь питается от источника с большим внутренним сопротивлением. При этом можно ввести эквивалентный генератор э. д. с. $U_{хх}$ с внутренним сопротивлением z_{22}, где $U_{хх}$ — напряжение между клеммами *2* и *2'* при разомкнутой выходной ветви. Тогда, согласно теореме Тевенена, получим

$$I_н = \frac{U_{хх}}{Z_н + z_{22}}. \qquad (X.16)$$

Поскольку

$$U_{хх} = z_{12} I_1 \qquad (X.17)$$

и

$$I_н = \frac{E_2}{Z_н}, \qquad (X.18)$$

то из выражений (X.16) и (X.17) получим

$$\frac{E_2(s)}{I_1(s)} = \frac{z_{12} Z_н}{Z_н + z_{22}}. \qquad (X.19)$$

К третьей группе относятся передаточные функции для случая, когда источник напряжения обладает конечным значением внутреннего сопротивления $Z_{\text{ист}}$ (рис. X.7, *г*).

Для определения искомой передаточной функции $\frac{E_2}{E_{\text{ист}}}$ можно записать следующие выражения:

$$I_1 = \frac{E_{\text{ист}}}{Z_{\text{ист}} + Z}; \tag{X.20}$$

$$\frac{E_2(s)}{I_1(s)} = \frac{Z_{\text{н}} z_{12}}{Z_{\text{н}} + z_{22}}. \tag{X.21}$$

Подставляя выражение (X.21) в формулу (X.20), получим

$$\frac{E_2(s)}{E_{\text{ист}}(s)} = \frac{Z_{\text{н}} z_{12}}{(Z_{\text{ист}} + Z)(Z_{\text{н}} + z_{22})}. \tag{X.22}$$

В таком виде формула (X.22) не удобна для использования, так как она содержит величину Z. Для определения величины $Z = \frac{E_1}{I_1}$ воспользуемся уравнениями (X.10) при условии, что $E_2 = -Z_{\text{н}} I_2$ (минус обусловлен принятыми положительными направлениями E_2 и I_2). В этом случае

$$Z = \frac{Z_{\text{н}} z_{11} + \Delta z}{Z_{\text{н}} + z_{22}}, \tag{X.23}$$

где

$$\Delta z = z_{11} z_{22} - z_{12}^2. \tag{X.24}$$

Подставляя выражение (X.23) в формулу (X.22), получим

$$\frac{E_2(s)}{E_{\text{ист}}(s)} = \frac{Z_{\text{н}} z_{12}}{Z_{\text{ист}} Z_{\text{н}} + Z_{\text{ист}} z_{22} + Z_{\text{н}} z_{11} + \Delta z}. \tag{X.25}$$

Последнее выражение содержит все три функции z_{11}, z_{22}, z_{12}.

3. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С АКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Пассивные *RCL*-четырехполюсники позволяют реализовать практически любую передаточную функцию корректирующего устройства. Достоинство пассивных четырехполюсников — относительно низкая стоимость и высокая надежность. Это обеспечило широкое их применение в системах автоматического регулирования. Однако в последние годы все большее внимание уделяется проблеме использования в качестве корректирующих устройств САР четырехполюсников с активными элементами. Это вызвано, с одной стороны, появлением надежных операционных усилителей в микромодульном и интегральном исполнении, а с другой стороны, недостатками, которые имеются у пассивных *RCL*-четырехполюсников. Речь идет прежде всего об уменьшении мощности преобразуемого электрического сигнала при его прохождении через пассивный четырехполюс-

ник. Это уменьшение в большинстве случаев является нежелательным, и для его компенсации в схему корректирующего устройства приходится вводить дополнительный усилитель постоянного тока (рис. X.8, *а*). Если, к тому же, требуемая передаточная функция корректирующего устройства достаточно сложна, то часто прибегают к использованию многокаскадных схем, в которых отдельные относительно простые звенья разделены активными элементами (рис. X.8, *б*). В подобных схемах активные элементы используются лишь для согласования отдельных каскадов или для усиления мощности, в то время как соответствующий подход к синтезу корректирующих четырехполюсников на основе активных элементов не только ликвидирует указанные трудности, но и обеспечивает получение более рациональных схемных решений.

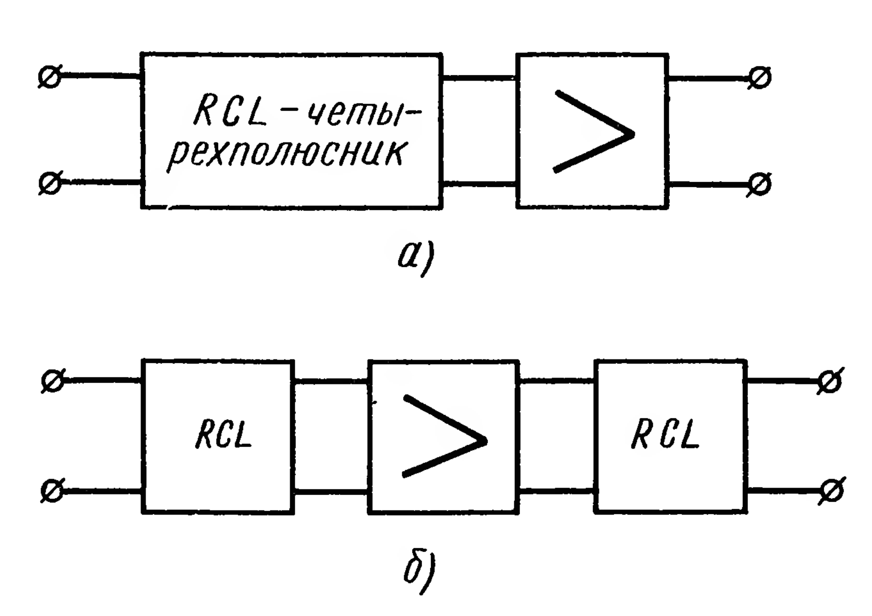


Рис. X.8. Использование УПТ в корректирующих устройствах:

а — в качестве усилителя мощности; *б* — в качестве согласующего каскада

В настоящее время существует три основных метода синтеза корректирующих четырехполюсников с активными элементами: на основе операционных усилителей, конверторов отрицательного сопротивления и гираторов.

Активные четырехполюсники, получаемые с помощью операционных усилителей. Высококачественные операционные усилители (ОУ) отличаются очень большим входным (до десятков мегом) и низким выходным (до долей ома) сопротивлением при значении коэффициента усиления (при разомкнутой внешней обратной связи), достигающем сотен тысяч. Эти свойства ОУ позволяют синтезировать на его основе корректирующие четырехполюсники, передаточная функция которых в общем виде может быть записана следующим образом:

$$W(s) = k\frac{s^m + b_1 s^{m-1} + \ldots + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + \ldots + a_n} = k\frac{P(s)}{Q(s)}. \qquad \text{(X.26)}$$

На одном ОУ можно реализовать корректирующее устройство, передаточная функция которого имеет два комплексно-сопряженных и один действительный плюс и действительные или комплексно-сопряженные нули.

При реализации подобной передаточной функции пассивными элементами приходится использовать индуктивности, что увеличивает размеры и массу этих элементов. В то же время на низких и инфранизких частотах их частотные характеристики значительно отличаются от идеальных. Последнее приводит к ухудшению динамических характеристик систем автоматического регулирования с этими активными четырехполюсниками.

В то же время реализация комплексно-сопряженных нулей легко осуществляется несложными RC-схемами (так называемые Т-образные и двойные Т-образные мосты). Это обстоятельство и определяет методику синтеза активных четырехполюсников на основе ОУ, реализующих передаточную функцию (X.26) с комплексно-сопряженными полюсами. Если ОУ охватить отрицательной обратной связью, как это показано на рис. X.9, *а*, то его передаточная функция по напряжению имеет вид

$$W_у(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{k_0}{1 + k_0 W_0(s)}, \tag{X.27}$$

где k_0 — коэффициент усиления ОУ с разомкнутой обратной связью;

$W_0(s)$ — передаточная функция обратной связи.

Если

$$W_0(s) = k_1 \frac{A(s)}{B(s)},$$

то при $k_0 \to \infty$ получим

$$W_у(s) = k_у \frac{B(s)}{A(s)},$$

т. е. нули $W_0(s)$ стали полюсами $W_у(s)$, а полюса — нулями. Если $W_0(s)$ реализуется, например, двойным Т-образным мостом, то в $W_у(s)$ нетрудно получить два комплексно-сопряженных полюса.

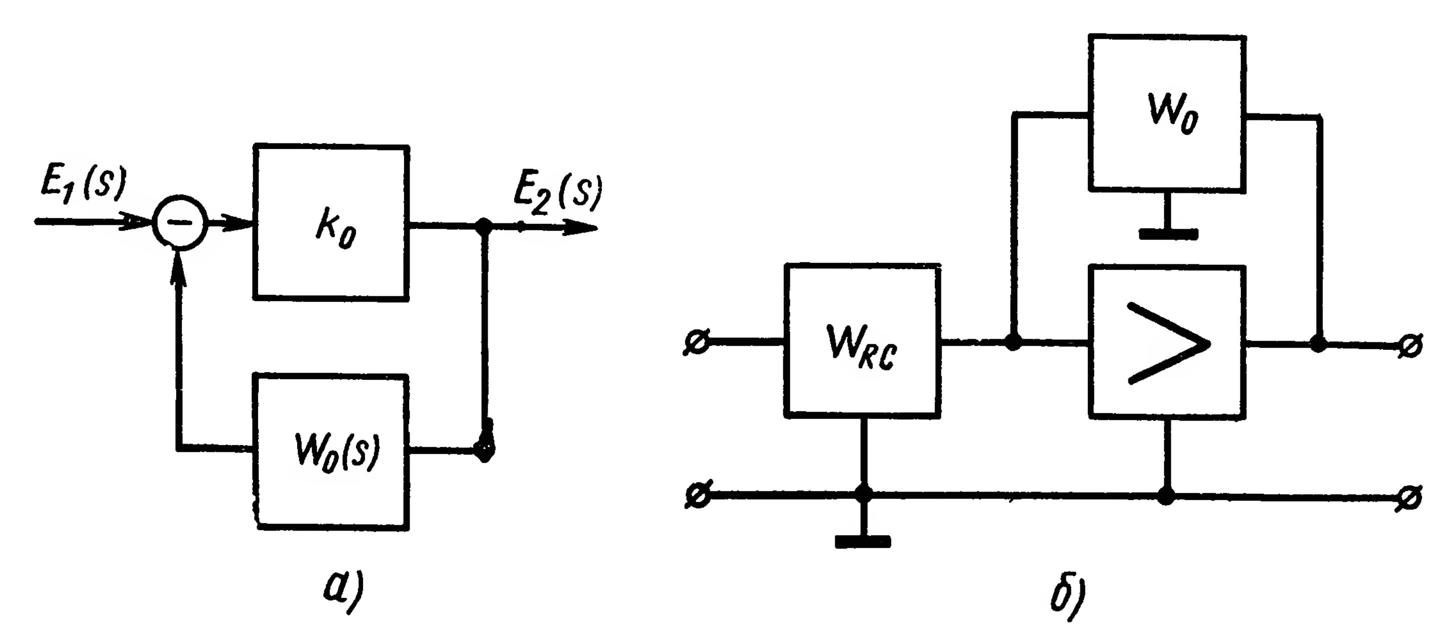


Рис. X.9. Активный четырехполюсник на основе ОУ:

а — структурная схема ОУ с отрицательной обратной связью; *б* — общая схема корректирующего устройства

Для формирования требуемого числителя передаточной функции (X.26) ОУ с частотно-зависимой обратной связью дополняется пассивным RC-четырехполюсником (рис. X.9, *б*) с передаточной функцией

$$W_{RC}(s) = k_{RC} \frac{C(s)}{D(s)}.$$

Тогда полная передаточная функция имеет вид

$$W(s) = W_{RC}(s)\, W_у(s) = k_{RC} k_у \frac{C(s)}{D(s)} \cdot \frac{A(s)}{B(s)}.$$

Если четырехполюсники в прямой цепи и обратной связи сформированы так, что

$$D(s) = A(s); \quad C(s) = P(s); \quad B(s) = Q(s); \quad k_{RC}k_{у} = k,$$

то

$$W(s) = k\frac{P(s)}{A(s)} \cdot \frac{A(s)}{Q(s)} = k\frac{P(s)}{Q(s)}. \tag{X.28}$$

Таким образом, получена требуемая передаточная функция.

Активные четырехполюсники, получаемые с помощью конверторов отрицательного сопротивления. Конвертор отрицательного сопротивления (КОС) — активный четырехполюсник, у которого импеданц, подключенный к выходным клеммам, ведет себя со стороны входа как импеданц такой же абсолютной величины, но противоположного знака (рис. X.10). Например, если в качестве нагрузки включен резистор, то при рассмотрении со стороны входных клемм КОС ведет себя как отрицательное сопротивление.

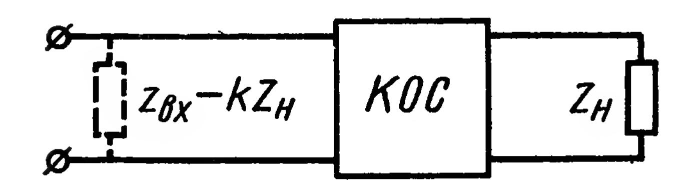


Рис. X.10. Схема, поясняющая принцип работы КОС

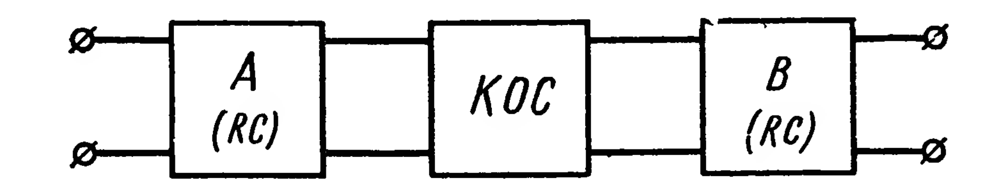


Рис. X.11. Схема реализации активного четырехполюсника на основе КОС

В общем виде

$$z_{вх} = -kZ_{н},$$

где $z_{вх}$ — входной импеданц КОС;

$Z_{н}$ — импеданц, подключаемый к выходным клеммам КОС;

k — передаточный коэффициент КОС; для идеального КОС $k = 1$.

При реализации активных четырехполюсников на основе КОС чаще всего используют схему, изображенную на рис. X.11 (A и B — пассивные RC-четырехполюсники). Передаточная функция, соответствующая этой схеме, имеет вид

$$W(s) = \frac{z_{21A}z_{21B}}{z_{22A} - kz_{11B}}, \tag{X.29}$$

где z_{22A}, z_{21A} — выходной и передаточный импедансы RC-четырехполюсника A;

z_{11B}, z_{21B} — входной и передаточный импедансы RC-четырехполюсника B;

k — передаточный коэффициент КОС.

Методика синтеза схемы, реализующей заданную передаточную функцию (X.26), заключается в следующем.

Числитель и знаменатель передаточной функции $W(s)$ делится на произвольный полином $A(s)$, корни которого должны быть действительными и отрицательными, а порядок равен порядку полинома $Q(s)$, т. е.

$$W(s)=\frac{P(s)/A(s)}{Q(s)/A(s)}. \tag{X.30}$$

Затем из сравнения выражений (X.30) и (X.29) получим

$$z_{21A}z_{21B}=\frac{P(s)}{A(s)};$$

$$z_{22A}-kz_{11B}=\frac{Q(s)}{A(s)}.$$

Далее разлагаем $\frac{Q(s)}{A(s)}$ на простые дроби, тогда в общем виде можем записать

$$\frac{Q(s)}{A(s)}=K_0+\sum_{\nu=1}^{n}\frac{K_\nu}{s+\alpha_\nu}, \tag{X.31}$$

где α_ν всегда вещественные и положительные, а коэффициенты K_ν могут быть как положительными, так и отрицательными. Группируя члены разложения (X.31) на две суммы — с положительными K_i и отрицательными K_j коэффициентами, приравниваем первую сумму z_{22A}, а вторую kz_{11B}, тогда получим

$$z_{22A}=K_0+\sum_{i=1}^{\mu}\frac{K_i}{s+\alpha_i}; \qquad -kz_{11B}=\sum_{j=1}^{\lambda}\frac{K_j}{s+\alpha_j}.$$

Для пассивных четырехполюсников полюса переходных импедансцев совпадают с полюсами входных импедансцев, поэтому в выражении $\frac{P(s)}{A(s)}$ произведение членов, содержащих полюса α_i, относим к z_{21A}, а произведение членов, содержащих α_j, — к z_{21B}:

$$z_{21A}=K_0\prod_{i=1}^{\mu}\frac{K_i}{s+\alpha_i}; \qquad z_{21B}=\prod_{j=1}^{\lambda}\frac{K_j}{s+\alpha_j}.$$

Теперь, когда входные и переходные импедансцы каждой RC-цепи определены, обычными методами синтезируются схемы и рассчитываются номиналы элементов.

Активные четырехполюсники, получаемые с помощью гираторов. Гиратором называется активный четырехполюсник, входной импеданц которого пропорционален его нагрузочному адмитанцу:

$$z_{вх} = k_г Y_н = k_г \frac{1}{Z_н},$$

где $z_{вх}$ — входной импеданц гиратора;

$Z_н$ ($Y_н$) — импеданц (адмитанц), подключаемый на выходе гиратора (рис. X.12).

Реализация гиратора довольно затруднительна, так как чаще всего он получается путем использования двух — трех КОС. Однако в последнее время предложено несколько практических схем гираторов, одна из которых представлена на рис. X.13. Поскольку гиратор с емкостью, подключенной к его выходным клеммам, ведет себя как индуктивность со стороны входа, методика синтеза активных четырехполюсников на основе гираторов практически не отличается от методики синтеза обычных RCL-четырехполюсников, с той лишь разницей, что в синтезированной схеме индуктивные элементы заменяются гираторами с емкостной нагрузкой. Единственным импедансным параметром, характеризующим гиратор, является его сопротивление $R_г$, т. е.

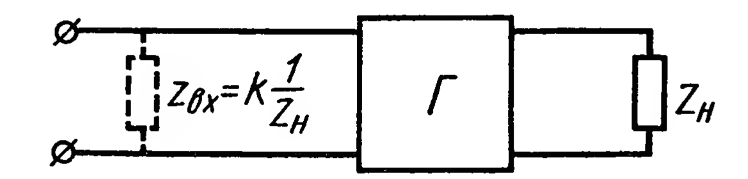


Рис. X.12. Преобразование нагрузочного импеданца гиратором

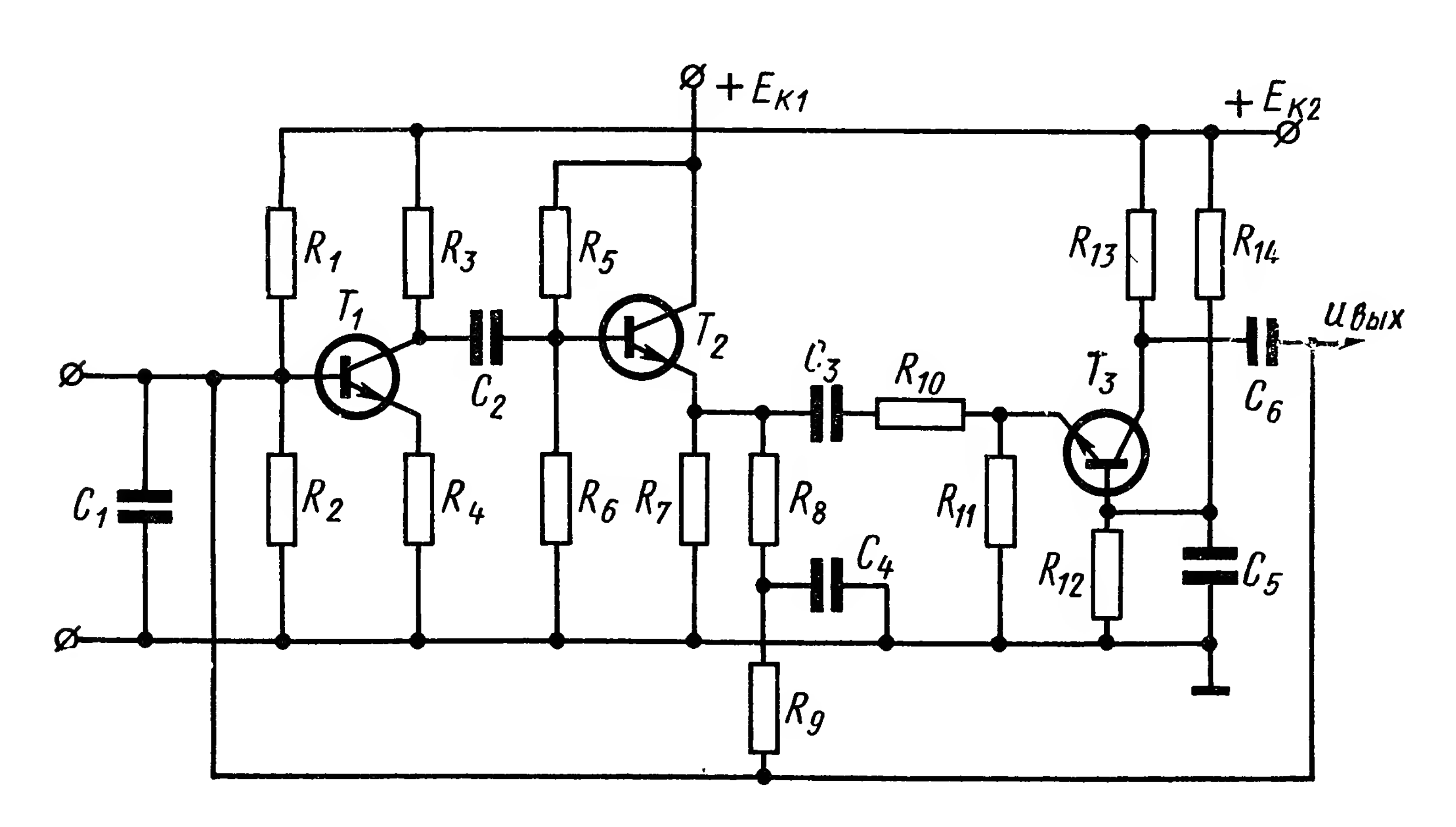


Рис. X.13. Принципиальная схема гиратора

$$k_г = R_г^2.$$

В табл. X.2 показаны варианты замены исходных корректирующих устройств гираторами. Здесь же приведены математические зависимости для определения емкостей и сопротивлений гираторных эквивалентов.

Эквивалентные схемы гираторных элементов — *Таблица X.2*

Исходные схемы	*Гираторные эквиваленты*	*Формулы*
$Z_н$	Г, $Y_н$	$Y=\frac{Z_н}{R_г^2}$
L	Г, C	$C=\frac{L}{R_г^2}$
L_3, L_1, L_2	$Г_1$, C_1, C_2, C_3, $Г_2$	$C_1=L_1/R_{г1}R_{г2}$ $C_2=L_2/R_{г1}R_{г2}$ $C_3=L_3/R_{г1}R_{г2}$
C_1, L, C_2	C_1, Г, C, Г, C_2	$C=\frac{L}{R_г^2}$
L, R	Г, C, R_1	$C=L/R_г^2$ $R_г=R_г^2/R$
L, R	Г, C, R_1	$C=L/R_г^2$ $R_1=R_1^2/R$
L, C, R	Г, C_1, Г, C_2, R_1	$C_1=L/R_г^2$ $C_2=C$ $R_1=R$

4. НЕКОТОРЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Для коррекции систем автоматического регулирования и управления широко используются, как указывалось выше, линейные корректирующие элементы и устройства. Однако однозначная связь, имеющаяся в этом случае между амплитудной и фазовой частотными характеристиками, в некоторых случаях затрудняет синтез высококачественных систем управления. В особенности это относится к системам управления объектами, параметры которых меняются в широких пределах. Применение линейных элементов, например, для ослабления амплитуды сигнала в заданном диапазоне частот приводит одновременно к нежелательному отставанию фазы сигнала на выходе элемента. Введение же фазового опережения сигнала приводит к увеличению амплитуды выходного сигнала. Поэтому наряду с линейными корректирующими элементами и устройствами в настоящее время для коррекции систем автоматического регулирования и управления широко используются нелинейные корректирующие устройства [7]. Однако общая теория синтеза

нелинейных корректирующих устройств еще не разработана. Поэтому при проектировании таких устройств используют различный математический аппарат (теории оптимальных процессов, гармонической линеаризации и т. п.).

Нелинейные корректирующие устройства для оптимальной коррекции. Созданная в последние годы математическая теория оптимального управления (известны как принципы максимума Понтрягина [8], динамического программирования Беллмана [2] и аналитического конструирования [5, 6]) позволяет на основе применения показателей качества синтезировать оптимальную систему. При заданных характеристиках объекта регулирования эта задача сводится к определению структуры и параметров оптимального регулятора. В тех случаях, когда наряду с характеристиками объекта регулирования заданы параметры исполнительного устройства, производится определение типа и параметров корректирующих цепей. В результате решения такой задачи получается регулирующее воздействие $\vec{r}\,(t)$, обеспечивающее движение объекту регулирования с заданными наилучшими показателями качества (рис. X.14).

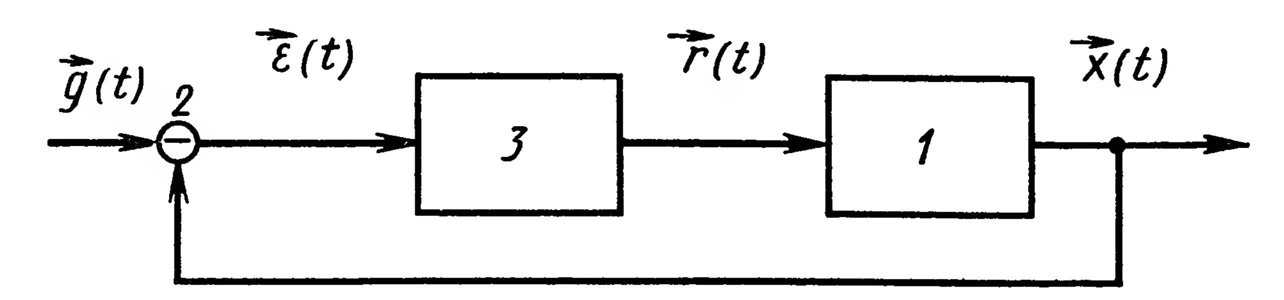


Рис. X.14. Обобщенная функциональная схема САР:
1 — объект регулирования; *2* — устройство сравнения; *3* — регулятор

В зависимости от характера объекта регулирования, целей регулирования, воздействий на объект и т. п. корректирующий элемент в одних случаях имеет вид достаточно сложного устройства типа аналоговой или цифровой вычислительной машины, в других, в особенности в устройствах типа автоматического привода — в виде простейших нелинейных корректирующих цепей. Хотя достаточно полной и стройной теории синтеза оптимальных регуляторов при различных критериях оптимизации, различных возмущениях объектов и т. п. не существует, в настоящее время представляется возможным охватить довольно широкий круг задач, в которых такие корректирующие элементы рассчитываются и реализуются.

Введение нелинейных связей в электропривод позволяет получить быстродействующую в режимах переброса и высокоточную в следящем режиме систему. В линейных системах с переменными параметрами удается получить динамику, отличающуюся не только устойчивостью, но и достаточно высокими показателями качества во всем диапазоне изменения параметров, практически независимо от характера их изменения. Известным ограничением при синтезе таких систем является высокий порядок уравнения движения. Однако незначительно отступая от качества строго оптимальной системы, рядом искусственных приемов удается реализовать ква-

зиоптимальную систему. Статистический анализ систем, построенных хотя и по детерминированному критерию (например, оптимальное быстродействие), показывает их достаточную работоспособность и в случае воздействия помех.

Свои практические приложения оптимальные методы нашли прежде всего в задачах синтеза линейных систем, оптимальных по быстродействию [3, 5]. Этому способствовало, во-первых, то, что требование отработки начальных рассогласований за кратчайшее время без перерегулирования позволяет охватить широкий круг задач. Во-вторых, минимизируемый при этом функционал имеет простое аналитическое выражение, что упрощает процесс синтеза. В-третьих, оптимальное быстродействие в математической постановке, указывающее на скорейший перевод изображающей точки из одного положения в фазовом пространстве в другое, может, вообще говоря, не ограничиваться аналогией только лишь быстрейшего механического поворота какого-нибудь вала или перемещения исполнительного элемента из одного положения в другое. Если под фазовым пространством понимать не только пространство основных координат системы (пути, скорости, ускорения и т. п.), а вводить в него некоторые параметры, характеризующие поведение системы, то в общем случае, по-видимому, можно «сконструировать» некоторое пространство цели управления. Тогда оптимальное по быстродействию достижение изображающей точкой какого-то наперед заданного положения в этом пространстве будет означать быстрейшее достижение цели управления.

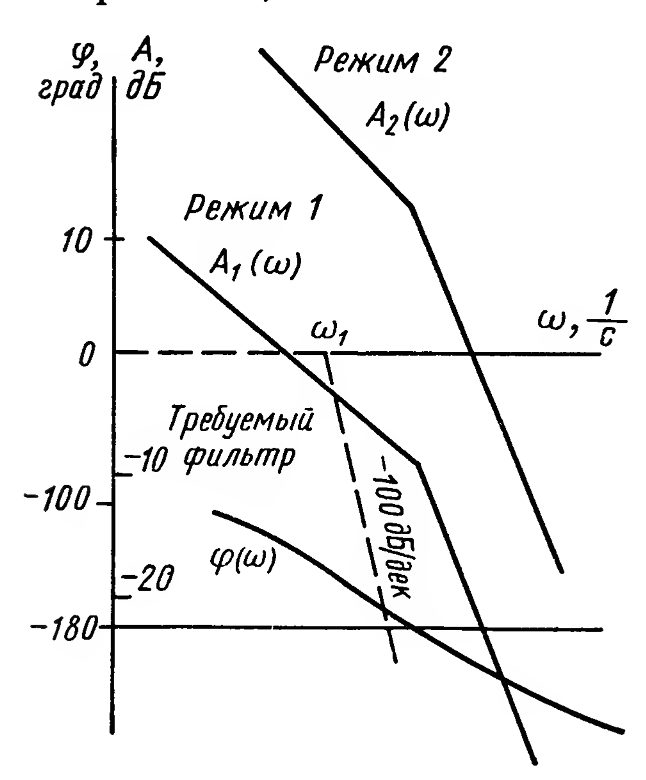


Рис. X.15. Частотные характеристики нелинейного логического корректирующего устройства

Нелинейные логические корректирующие устройства. На рис. X.15 приведены частотные характеристики неизменяемой части системы для двух режимов работы объекта управления (предполагается, что фазочастотная характеристика по режимам не меняется). Обеспечить устойчивость системы управления на всех режимах с помощью линейного корректирующего устройства, не снижая коэффициент усиления, не представляется возможным. В этом случае требуется корректирующее устройство, которое должно обеспечивать ослабление амплитуды входного сигнала до — 100 дБ/дек, начиная с частоты ω_1, и не вносить дополнительного фазового запаздывания или обеспечивать меньшее ослабление амплитуды, но одновременно осуществлять опережение по фазе. Решение такой задачи наиболее целесообразно искать в классе нелинейных элементов, в том числе и нелинейных логических элементов, у которых можно независимо синтезировать амплитудную и фазовую частотные

характеристики. Следует заметить, что реакция на выходе таких элементов на синусоидальный сигнал сопровождается гармоническими составляющими. Динамические характеристики нелинейных элементов и устройств обычно оцениваются эквивалентными частотными характеристиками по первой гармонике, для вычисления которых используется метод разложения функции в ряд Фурье.

Для синтеза такого типа корректирующих устройств наиболее широко используется метод гармонической линеаризации [7]. Иллюстрация применимости метода к синтезу некоторых нелинейных корректирующих устройств данного типа будет дана в гл. XI.

5. ОСОБЕННОСТИ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В отличие от сигнала постоянного тока, который можно представить функцией времени $u_\varepsilon(t)$ (рис. X.16, *а*), сигнал на несущей частоте ω_0 имеет вид $u_\varepsilon(t)\cos\omega_0 t$ или записывается в более удобном для дальнейшего изложения виде [11]

$$u_1(t) = u_\varepsilon(t)\,e^{j\omega_0 t}, \tag{X.32}$$

где $e^{j\omega_0 t}$ — комплексная несущая гармоника частоты ω_0.

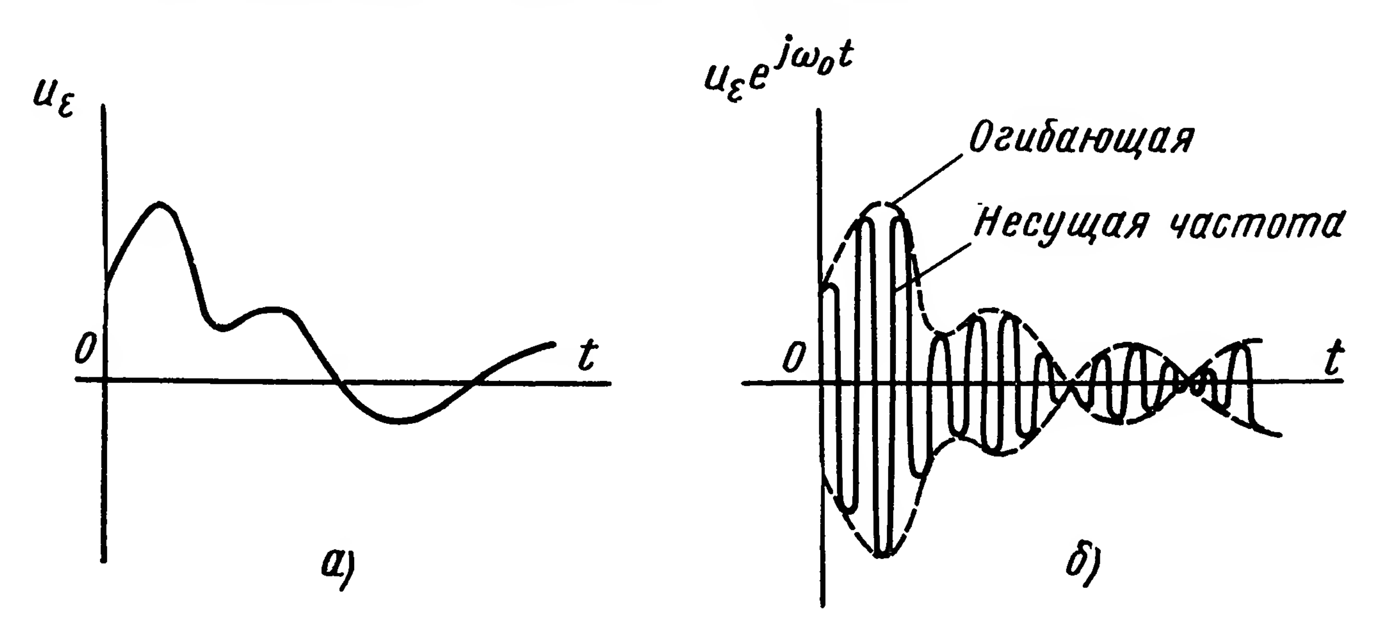


Рис. X.16. Электрические сигналы:

а — сигнал постоянного тока; *б* — сигнал переменного тока (модулированный сигнал на несущей частоте)

Таким образом, сигнал переменного тока представляет собой напряжение переменного тока частоты ω_0, модулированное по амплитуде функцией $u_\varepsilon(t)$ (рис. X.16, *б*), которая является собственно полезным сигналом. Над этим полезным сигналом и производятся соответствующие преобразования (коррекция).

Один из методов коррекции систем автоматического регулирования сводится к введению в закон регулирования, помимо сигнала, пропорционального ошибке, сигналов, пропорциональных производным и интегралам по времени от ошибки. Предположим, например, что сигнал $u_\varepsilon(t)$ на несущей частоте ω_0 требуется преобразовать в сигнал, представляющий собой сумму двух слагаемых: пропорцио-

нального сигналу ошибки и пропорционального первой производной по времени от этого сигнала, т. е.

$$u_2(t) = \kappa \left[u_\varepsilon(t) + \tau \frac{du_\varepsilon(t)}{dt} \right] e^{j\omega_0 s}. \qquad (X.33)$$

Для такого преобразования необходим корректирующий элемент с передаточной функцией

$$W(s) = \kappa[1 + \tau(s - j\omega_0)]. \qquad (X.34)$$

В самом деле, преобразование Лапласа (изображение) при нулевых начальных условиях сигнала (X.33) на выходе корректирующего элемента имеет вид

$$L[u_2(t)] = \kappa[1 + \tau(s - j\omega_0)]\, u_\varepsilon(s - j\omega_0),$$

а изображение сигнала (X.32) на его входе

$$L[u_1(t)] = u_\varepsilon(s - j\omega_0).$$

Рис. X.17. Идеальные частотные характеристики корректирующего элемента переменного тока

Следовательно, выражение (X.34), которое определяется как отношение изображения выходного сигнала к изображению входного, представляет собой передаточную функцию корректирующего элемента для сигналов на несущей частоте ω_0. Заменой комплексной переменной s на мнимую переменную $j\omega$ в выражении для передаточной функции можно получить частотные характеристики корректирующего элемента. Амплитудная и фазовая частотные характеристики, соответствующие передаточной функции (X.34), приведены на рис. X.17. Эти характеристики симметричны относительно несущей частоты ω_0 (минимум амплитудной и нуль фазовой характеристик располагаются на несущей частоте).

Передаточная функция (X.34) определяет некоторый идеализированный элемент, так как в ее выражении порядок числителя выше порядка знаменателя. Однако если характеристики некоторого реального элемента в определенном диапазоне частот будут приблизительно совпадать с линиями, изображенными на рис. X.17, то такой элемент может быть использован в качестве корректирующего в системах на переменном токе при условии, что частота источника питания равна ω_0. Последнее условие является весьма существенным. Если оно не выполняется, т. е. если на вход корректирующего элемента, частотные характеристики которого симметричны относительно частоты ω_0, поступает сигнал на несущей частоте ω_c, не равной ω_0, то корректирующий эффект значительно снижается [9, 11].

Рассмотрим, например, случай, когда на вход корректирующего элемента с передаточной функцией (X.34) поступает косинусоидальный сигнал, имеющий единичную амплитуду, на несущей частоте ω_c:

$$u_1(t) = \cos\omega_\varepsilon t \cos\omega_c t = \frac{1}{2}[\cos(\omega_c + \omega_\varepsilon)t + \cos(\omega_c - \omega_\varepsilon)t],$$

где ω_ε — частота огибающей.

На входе такого элемента действует два косинусоидальных сигнала с частотами $(\omega_c + \omega_\varepsilon)$ и $(\omega_c - \omega_\varepsilon)$. Установившиеся вынужденные колебания на выходе представляют собой косинусоиды тех же частот, но отличающиеся от входных по амплитуде и фазе. Выходной сигнал

$$u_2(t) = \frac{h_1}{2}\cos[(\omega_c + \omega_\varepsilon)t + \psi_1] + \frac{h_2}{2}\cos[(\omega_c - \omega_\varepsilon)t + \psi_2], \quad \text{(X.35)}$$

где

$$\left.\begin{aligned} h_1 &= \kappa[1 + \tau^2(\omega_c + \omega_\varepsilon - \omega_0)^2]^{\frac{1}{2}};\\ h_2 &= \kappa[1 + \tau^2(\omega_c - \omega_\varepsilon - \omega_0)^2]^{\frac{1}{2}};\\ \psi_1 &= \operatorname{arctg}\tau(\omega_c + \omega_\varepsilon - \omega_0); \quad \psi_2 = \operatorname{arctg}\tau(\omega_c - \omega_\varepsilon - \omega_0). \end{aligned}\right\} \quad \text{(X.36)}$$

После тригонометрических преобразований выражение (X.35) примет вид

$$u_2(t) = H_1\cos(\omega_\varepsilon t + \varphi_\varepsilon)\cos(\omega_c t + \varphi_0) + H_2\sin(\omega_\varepsilon t + \varphi_\varepsilon)\sin(\omega_c t + \varphi_0), \quad \text{(X.37)}$$

где

$$H_1 = \frac{(h_1 + h_2)}{2}; \quad H_2 = \frac{(h_1 - h_2)}{2};$$
$$\varphi_\varepsilon = \frac{\psi_1 - \psi_2}{2}; \quad \varphi_0 = \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}. \quad \text{(X.38)}$$

Выражение (X.37) показывает, что сигнал на выходе элемента представляет собой сумму двух составляющих, основной с амплитудой H_1 и сдвинутой на 90° относительно основной (квадратурная составляющая) с амплитудой H_2. Сдвиги фаз огибающей φ_ε и несущей φ_0, одинаковые для обеих составляющих, определяются, как и величины H_1 и H_2, выражениями (X.36) и (X.38). Значения этих фаз и амплитуд с достаточной точностью можно определить графически по частотным характеристикам, приведенным на рис. X.17, с использованием выражений (X.38).

Теперь рассмотрим явления, происходящие в системах переменного тока при неравенстве частоты ω_0, на которую рассчитан корректирующий элемент, частоте ω_c источника питания системы. Исследуем случай, когда корректирующий элемент с передаточной функцией (X.34) применяется для стабилизации САР, исполнительным элементом которой является двухфазный асинхронный электродвигатель. Известно, что он нормально работает, когда постоянный

фазовый сдвиг между напряжениями на его обмотках составляет около 90°. Для соблюдения этого условия в одну из обмоток включается последовательно емкость, создающая необходимое реактивное сопротивление.

Если в контуре системы регулирования имеются элементы, дополнительно изменяющие указанный фазовый сдвиг: уменьшающие или увеличивающие его по сравнению с оптимальным (90°), то момент на валу электродвигателя будет уменьшаться вплоть до нуля (при фазовых сдвигах, близких к нулю или 180°). Поэтому для нормального функционирования САР необходимо, чтобы корректирующий элемент не сдвигал фазу несущей частоты, т. е. чтобы значение φ_0 при всех условиях было постоянным, равным нулю. Кроме того, известно, что для получения наилучшего корректирующего эффекта нужно обеспечить максимальный положительный сдвиг фазы огибающей φ_ε.

Полученные соотношения (X.32) — (X.38) показывают, что эти условия могут быть выполнены лишь в случае, если несущая частота сигнала ω_c будет равна частоте ω_0, на которую рассчитан корректирующий элемент. При соблюдении равенства $\omega_c = \omega_0$ на выходе корректирующей цепи будет действовать только основная составляющая сигнала с амплитудой H_1; амплитуда H_2 квадратурной составляющей будет равна нулю. Это благоприятно скажется на работе электродвигателя, так как квадратурная составляющая, не участвующая в образовании движущего момента, не будет его перегружать.

Соотношения (X.35) — (X.38) также показывают, что если $\omega_c = \omega_0$, то не только амплитуда квадратурной составляющей H_2, но и сдвиг фазы несущей φ_0 равен нулю. Амплитуда основной составляющей при этом

$$H_1 = \kappa\,[1 + \tau^2\omega_\varepsilon^2]^{\frac{1}{2}},$$

а сдвиг фазы огибающей φ_ε принимает максимальное значение $\varphi_\varepsilon = \operatorname{arc\,tg} \tau\omega_\varepsilon$. Чем больше несущая частота ω_c входного сигнала отличается от частоты ω_0, на которую рассчитан корректирующий элемент, тем больше амплитуда H_2 и сдвиг фазы φ_0 отличаются от нуля и тем меньше положительный сдвиг фазы φ_ε. Если разность $|\omega_c - \omega_0| \gg \omega_\varepsilon$, то $\varphi_\varepsilon = 0$ и элемент не вводит опережение по фазе, необходимое для коррекции САР. Сдвиг фазы несущей частоты φ_0 в этом случае может достигать 70°, фазовый угол между напряжениями, питающими обмотки двухфазного электродвигателя, будет значительно отличаться от оптимального (90°).

Таким образом, основное условие эффективной работы корректирующих элементов переменного тока определяется равенством

$$\omega_c = \omega_0. \tag{X.39}$$

При выполнении этого равенства корректирующий элемент не будет искажать несущую гармонику $e^{j\omega_0 t}$ и будет выполнять надле-

жащие преобразования огибающей — функции $u_\varepsilon(t)$ в выражении (X.32). Для подобных преобразований сигналов переменного тока используются пассивные и активные электрические RCL-четырехполюсники, корректирующие устройства с промежуточной демодуляцией сигнала, синхронно коммутируемые электрические цепи или цепи с прерывателями, электромеханические корректирующие устройства и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Аналитические** самонастраивающиеся системы автоматического управления. Под ред В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1965, 355 с.

2. **Беллман Р.** Динамическое программирование. М., ИЛ, 1960, 400 с.

3. **Бор-Раменский А. Е., Сун-Цзянь.** Оптимальный следящий привод с двумя параметрами управления. «Автоматика и телемеханика», т. XXII, 1961, № 2, с 157—170

4. **Иосифьян А. Г., Коган Б. М.** Основы следящего привода. М., Госэнергоиздат, 1954, с. 285—306.

5. **Красовский Н. Н.** Теория управления движением. М., «Наука», 1968, 475 с.

6. **Летов А. М.** Динамика полета и управление. М., «Наука», 1969, 359 с.

7. **Нелинейные** корректирующие устройства в системах автоматического управления. Под ред. Е П. Попова, Ю. И. Топчеева М., «Машиностроение», 1970, 466 с.

8. **Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф.** Математическая теория оптимальных процессов. М., Физматгиз, 1961, 391 с.

9. **Славский Г. Н.** Активные RC и RCL-фильтры и избирательные устройства. М., «Связь», 1966, 210 с.

10. **Солодовников В. В.** Синтез корректирующих устройств следящих систем при типовых воздействиях, т. XII. «Автоматика и телемеханика», 1951, № 5, с. 352—388.

11. **Шрамко Л. С.** Корректирующие элементы переменного тока. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова, т. II, ч. 2. М., Машгиз, 1959, с. 140—159.

ГЛАВА XI

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрические пассивные корректирующие элементы представляют собой четырехполюсники, не содержащие источников энергии. Обычно входной и выходной величинами в таких элементах являются электрические напряжения. Электрические пассивные корректирующие элементы собираются из простых стандартных деталей, не имеющих подвижных частей. Число типов таких элементов по существу не ограничено. Благодаря этому они широко применяются в системах автоматического регулирования и управления. К недостаткам пассивных элементов следует отнести невозможность получения достаточной мощности сигнала на выходе.

Наиболее широко применяемые в настоящее время электрические корректирующие элементы (четырехполюсники или цепи) подразделяются на дифференцирующие, интегрирующие и интегро-дифференцирующие. Их можно классифицировать также в зависимости от максимального наклона логарифмической амплитудной характеристики.

При решении задач синтеза сложных корректирующих устройств большие возможности открываются перед устройствами с активными элементами.

Применение линейных пассивных и активных корректирующих устройств в целом ряде случаев не позволяет достичь желаемых динамических характеристик. Это связано с тем, что их амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики однозначно связаны между собой. Поэтому в последние годы повышенный интерес проявляется к вопросам построения нелинейных фильтров (в том числе нелинейно-логических), у которых амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики по первой гармонике могут синтезироваться независимо друг от друга.

В этой главе рассматривается еще один класс нелинейных фильтров, который обеспечивает достижение в системе некоторых критериев оптимальности, и в частности, максимального быстродействия переходного процесса.

1. ПРОСТЕЙШИЕ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электрические дифференцирующие *R, C, L*-элементы. Рассмотрим схему, состоящую из резистора R и емкости C, соединенных последовательно (рис. XI.1, *а*).

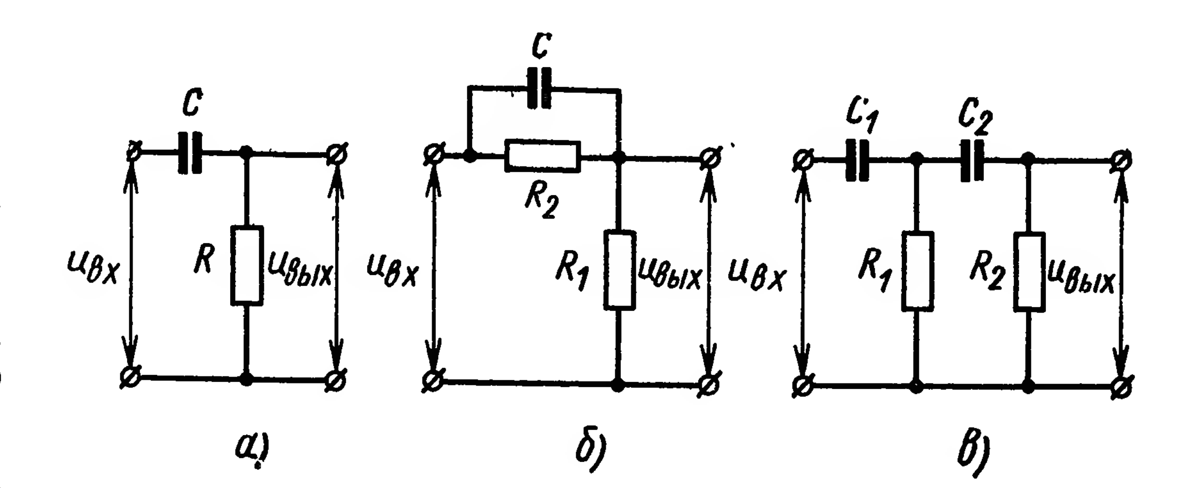


Рис. XI.1. Электрические дифференцирующие элементы:

а — простейший дифференцирующий RC-четырехполюсник; *б* — дифференцирующий RC-четырехполюсник для получения напряжения, пропорционального координате и ее производной; *в* — двойной дифференцирующий четырехполюсник

Для такого электрического четырехполюсника в режиме холостого хода могут быть написаны следующие уравнения:

$$u_{вх} = Ri + \frac{1}{C}\int i dt; \quad u_{вых} = Ri; \tag{XI.1}$$

где i — ток в цепи.

Из уравнений (XI.1) видно, что связь между $u_{вх}$ и $u_{вых}$ будет описываться дифференциальным уравнением:

$$T\frac{du_{вых}}{dt} + u_{вых} = T\frac{du_{вх}}{dt}, \tag{XI.2}$$

где $T = RC$ — постоянная времени.

Передаточная функция четырехполюсника определяется выражением

$$W(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{Ts}{Ts+1}. \tag{XI.3}$$

Амплитудно-фазовая частотная характеристика (рис. XI.2) описывается следующим выражением:

$$W(j\omega) = \frac{\overline{U_{вых}}(j\omega)}{\overline{U_{вх}}(j\omega)} = \frac{Tj\omega}{Tj\omega+1} = \frac{T\omega}{\sqrt{T^2\omega^2+1}} e^{j\operatorname{arctg}\frac{1}{T\omega}}. \tag{XI.4}$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики показаны на рис. XI.3. При этом логарифмическая амплитудная характеристика имеет положительный наклон в 20 дБ на декаду до частоты $\omega = \frac{1}{T}$ и, следовательно, четырехполюсник может рассматриваться как дифференцирующий элемент для напряжения $u_{вх}(t)$, полоса частотного спектра которого не превышает величины $1/T$.

Выражение для переходной функции цепи имеет вид

$$u_{вых} = u_{вх}\, e^{-\frac{t}{T}}. \qquad (XI.5)$$

Выражения (XI.2), (XI.3) показывают, что четырехполюснику, предназначенному для дифференцирования сигнала, свойственна ошибка, определяемая произведением $T\frac{du_{вых}}{dt}$ в уравнении (XI.2) или членом Ts в знаменателе передаточной функции (XI.3).

Если постоянная времени четырехполюсника мала, то можно считать, что выходное напряжение пропорционально производной напряжения $u_{вх}$. При уменьшении постоянной времени T погрешность, вносимая в дифференцирование, уменьшается, однако это приводит к уменьшению выходного напряжения. Поэтому для дифференцирования быстро меняющихся напряжений $u_{вх}(t)$, выбирая малое значение T для улучшения работы дифференцирующей цепи, применяют электронный усилитель.

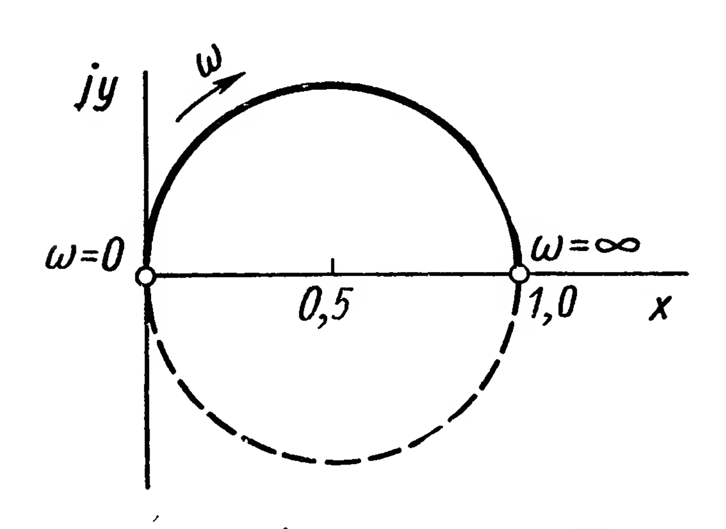


Рис. XI.2. Амплитудно-фазовая частотная характеристика дифференцирующего RC-четырехполюсника

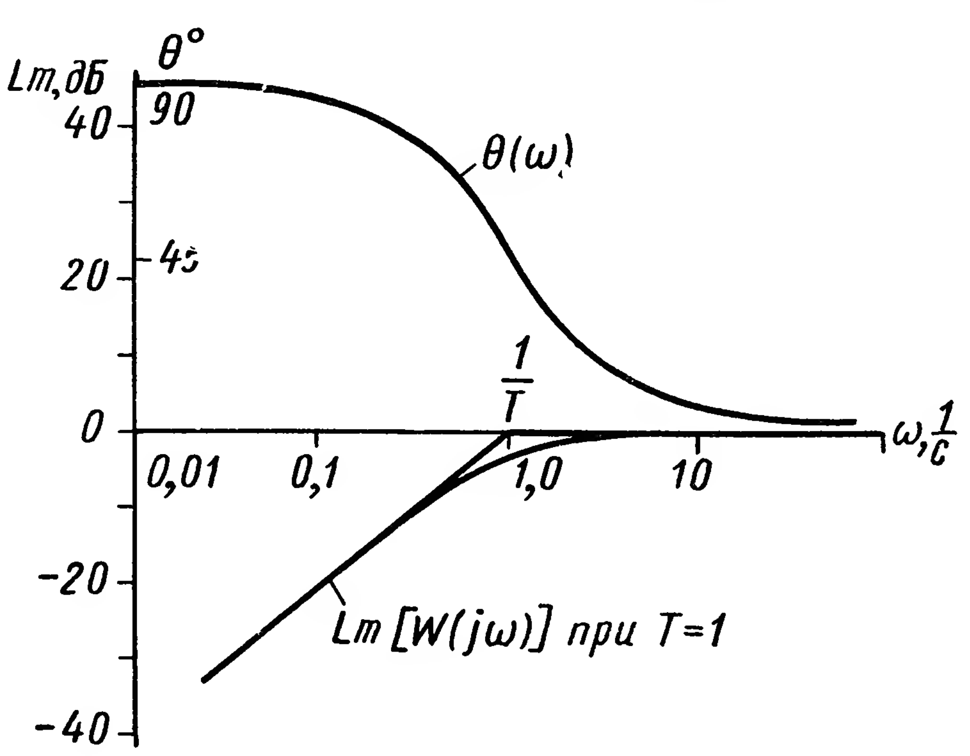


Рис. XI.3. Логарифмические частотные характеристики дифференцирующего RC-четырехполюсника

Если входное напряжение $u_{вх}(t)$ изменяется по линейному закону

$$u_{вх} = \frac{du_{вх}}{dt} t,$$

где

$$\frac{du_{вх}}{dt} = k = \text{const},$$

то выходное напряжение изменяется следующим образом:

$$u_{вых} = T\frac{du_{вх}}{dt}\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right), \qquad (XI.6)$$

где e — основание натуральных логарифмов.

Находя разность между точным значением выходного напряжения, пропорционального производной $\frac{du_{вх}}{dt}$, и действительным значением $u_{вых}$, снимаемым с выхода RC-цепи, получим

$$\Delta u_{вых} = T \frac{du_{вх}}{dt} e^{-\frac{t}{T}}. \qquad (XI.7)$$

Затем определим величину относительной ошибки $\delta = e^{-\frac{t}{T}}$. Таким образом, с увеличением времени ошибка δ уменьшается и через достаточно большой промежуток времени становится равной нулю. На выходе другого дифференцирующего четырехполюсника, состоящего из резисторов R_1, R_2 и емкости C (рис. XI.1, *б*), формируется напряжение, зависящее от координаты и ее первой производной (очевидно, что в цепи, показанной на рис. XI.1, *а*, такое суммирование невозможно).

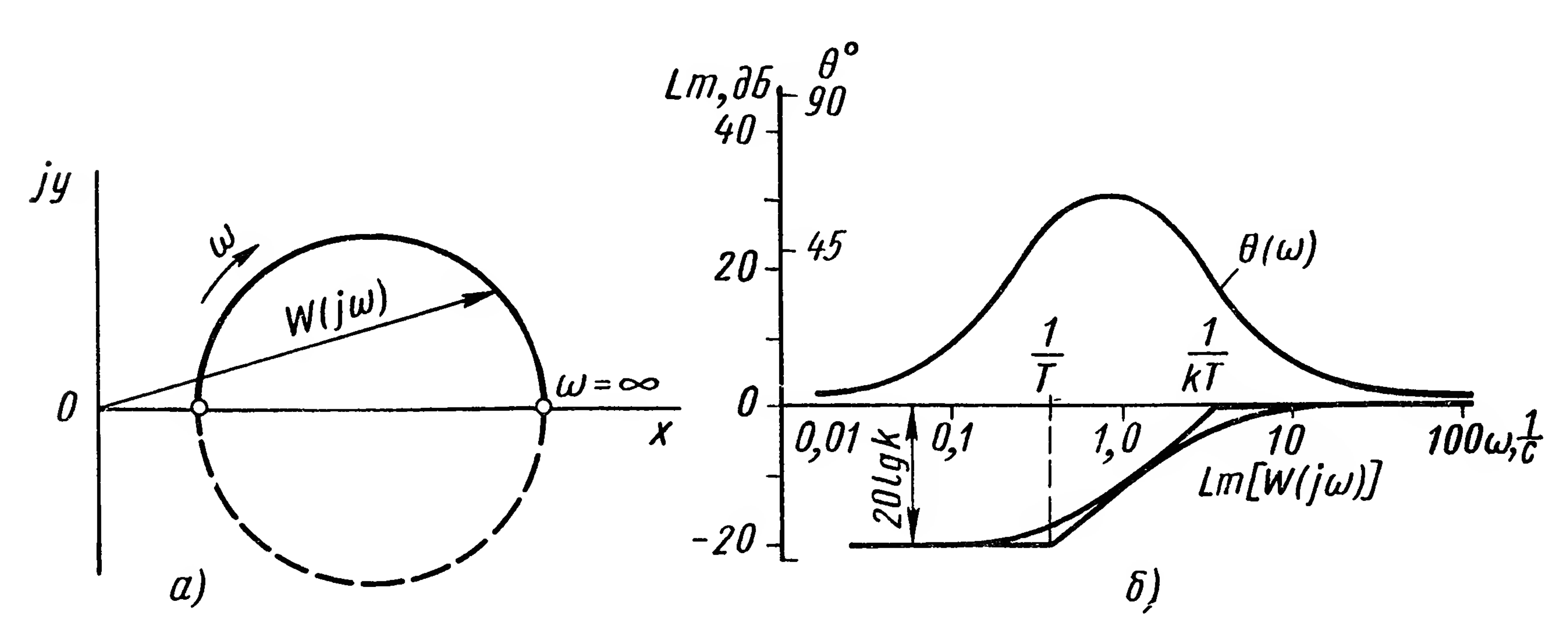


Рис. XI.4. Частотные характеристики дифференцирующего RC-четырехполюсника, изображенного на рис. XI.1, *б*:

а — амплитудно-фазовая частотная характеристика дифференцирующего RC-четырехполюсника; *б* — логарифмические частотные характеристики дифференцирующего RC-четырехполюсника

Для схемы, изображенной на рис. XI.1, *б*, связь между входом $u_{вх}$ и выходом $u_{вых}$ определяется дифференциальным уравнением

$$kT \frac{du_{вых}}{dt} + u_{вых} = kT \frac{du_{вх}}{dt} + ku_{вх}, \qquad (XI.8)$$

где

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad T = R_2 C.$$

Передаточная функция RC-цепи определяется выражением

$$W(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{k(Ts+1)}{kTs+1}. \qquad (XI.9)$$

Амплитудно-фазовая частотная характеристика цепи имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{k(Tj\omega+1)}{kTj\omega+1} = k\sqrt{\frac{1+T^2\omega^2}{1+k^2T^2\omega^2}}\, e^{j(\mathrm{arctg}\, T\omega - \mathrm{arctg}\, kT\omega)}. \qquad (XI.10)$$

Амплитудно-фазовая частотная характеристика этого четырехполюсника приведена на рис. XI.4, *а*, логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики — на рис. XI.4, *б*.

Переходная функция цепи (рис. XI.5) описывается следующим выражением:

$$u_{\text{вых}} = k\left[1 + \left(\frac{1}{k} - 1\right) e^{-\frac{t}{kT}}\right]. \qquad \text{(XI.11)}$$

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика показывает, что данный четырехполюсник может рассматриваться как дифференцирующий для частот $\omega < \frac{1}{kT}$. Из выражений (XI.8), (XI.9) следует, что чем меньше величина k, тем с большей точностью пассивный четырехполюсник осуществляет дифференцирование сигнала. Однако чем меньше значение k, тем в большей степени ослабляется сигнал при низких частотах. Если общий коэффициент передачи цепи имеет заданное значение, то ослабление сигнала должно быть скомпенсировано его усилением в какой-либо другой части схемы.

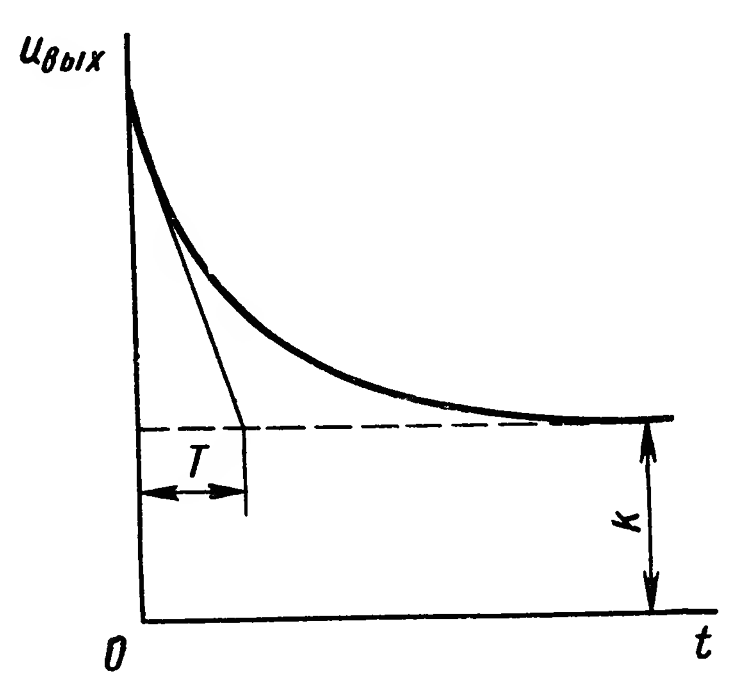


Рис. XI.5. Переходная функция дифференцирующего RC-четырехполюсника

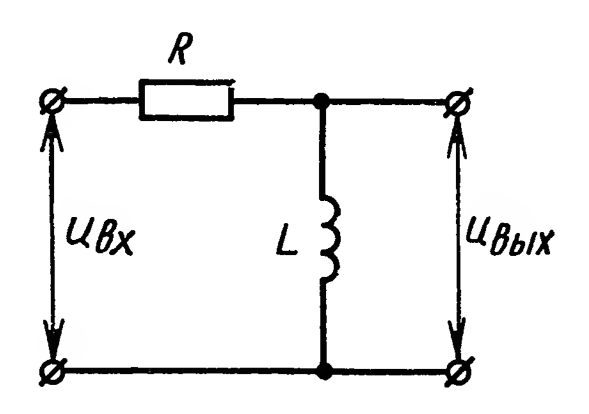


Рис. XI.6. Дифференцирующий RL-четырехполюсник

На рис. XI.1, *в* изображена схема двойного дифференцирующего четырехполюсника для получения второй производной от входного напряжения $u_{\text{вх}}$. В данном случае вторая производная получается путем двухкратного дифференцирования входной величины. Уравнение RC-цепи в данном случае имеет вид

$$T_1 T_2 \frac{d^2 u_{\text{вых}}}{dt^2} + (T_1 + T_2 + C_2 R_1) \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = T_1 T_2 \frac{d^2 u_{\text{вх}}}{dt^2}, \qquad \text{(XI.12)}$$

а передаточная функция цепи определяется по формуле

$$W(s) = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{T_1 T_2 s^2}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2 + C_2 R_1) s + 1}. \qquad \text{(XI.13)}$$

Последнее выражение показывает, что лишь при малых значениях T_1, T_2 и C_2 искажения становятся малыми и имеет место приближенное равенство

$$W(s) = T_1 T_2 s^2. \qquad \text{(XI.14)}$$

Следует отметить, что двукратное дифференцирование для получения второй производной возможно при подключении любых

дифференцирующих четырехполюсников, однако погрешность дифференцирования при добавлении каждого нового элемента быстро возрастает, что ограничивает их применение.

На рис. XI.6 изображена схема дифференцирующего RL-четырехполюсника. Связь выходного напряжения с входным может быть установлена с помощью следующих уравнений:

$$\left. u_{\text{вх}} = iR + L\frac{di}{dt}; \quad u_{\text{вых}} = L\frac{di}{dt}. \right\} \quad \text{(XI.15)}$$

Решая их совместно при $T = \frac{L}{R}$, получим следующее дифференциальное уравнение:

$$T\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = T\frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad \text{(XI.16)}$$

Передаточная функция данной RL-цепи имеет вид

$$W(s) = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{Ts}{Ts+1}. \quad \text{(XI.17)}$$

Сравнивая уравнения (XI.16) и (XI.17) с формулами (XI.2), (XI.3), видим, что амплитудно-фазовые, логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики, а также переходные функции четырехполюсников, показанных на рис. XI.6 и XI.1, аналогичны. Следовательно, дифференцирующий RL-четырехполюсник, та́к же как и RC-четырехполюсник, вносит ошибку в операцию дифференцирования. Это искажение определяется членом $T\frac{du_{\text{вых}}}{dt}$ в уравнении (XI.16) и T в знаменателе передаточной функции (XI.17). Для уменьшения искажения следует уменьшить постоянную времени T, однако при этом уменьшается также величина выходного напряжения $u_{\text{вых}}$.

Следует отметить, что RL-цепь применяется значительно реже по сравнению с RC-цепью из-за трудности практического осуществления катушки индуктивности с большим коэффициентом самоиндукции L и малым активным сопротивлением.

Дифференцирующий трансформатор. Такой трансформатор (рис. XI.7) может быть применен для дифференцирования изменяющихся сигналов в цепях постоянного тока. На первичную обмотку трансформатора подается постоянное напряжение, величина которого с течением времени может меняться. В системах автоматического регулирования это напряжение (например, с тахогенератора или других устройств) может поступать через добавочное сопротивление, включенное последовательно или параллельно якорю электрической машины.

Рассмотрим в качестве примера схему включения дифференцирующего трансформатора (рис. XI.8). Первичная обмотка через добавочное сопротивление R_1 включена к выходу электромашинного усилителя (ЭМУ). Напряжение со вторичной обмотки поступает на одну из управляющих обмоток ЭМУ. Часто в САР нагруз-

кой для вторичной обмотки трансформатора служит сеточная цепь лампы электронного усилителя, имеющая малые сеточные токи, для которой характерно большое входное сопротивление. При отсутствии тока во вторичной обмотке трансформатор работает в условиях, близких к режиму холостого хода, и погрешности в дифференцировании получаются незначительные.

Для последнего случая э. д. с., наводимая во вторичной обмотке

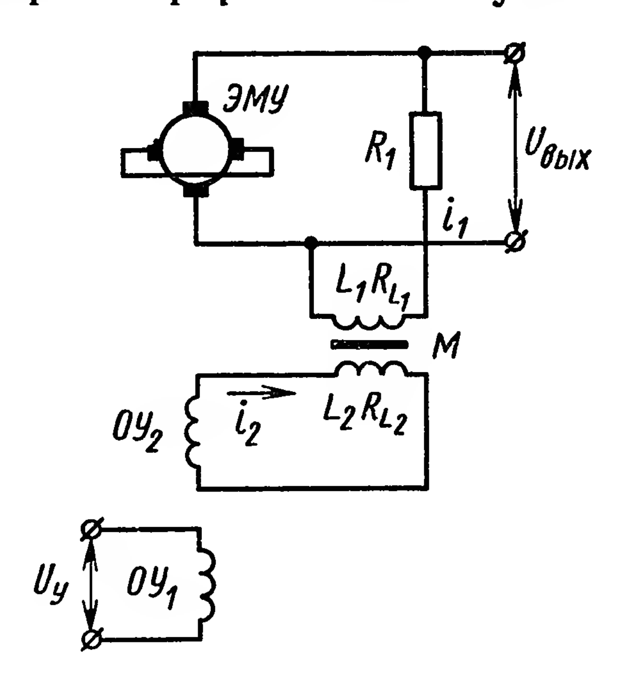


Рис. XI.8. Пример включения дифференцирующего трансформатора

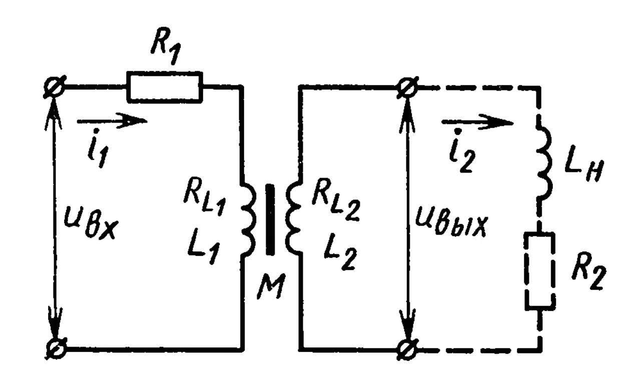


Рис. XI.7. Схема дифференцирующего трансформатора

трансформатора, работающего в режиме холостого хода (сопротивление R_2 равно бесконечности), пропорциональна скорости изменения тока в первичной обмотке, т. е.

$$u_{вых} = M\frac{di_1}{dt}. \tag{XI.18}$$

Для цепи первичной обмотки трансформатора справедливо уравнение

$$u_{вх} = (R_1 + R_{L_1})\,i_1 + L_1\frac{di_1}{dt}, \tag{XI.19}$$

где $u_{вх}$ — напряжение, приложенное к цепи первичной обмотки.

Применяя к уравнениям (XI.18), (XI.19) преобразование Лапласа и решая их совместно, можно получить передаточную функцию дифференцирующего трансформатора:

$$W(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{k_1 s}{T_1 s + 1}, \tag{XI.20}$$

где $T_1 = \frac{L}{R_{L_1} + R_1}$ — постоянная времени цепи первичной обмотки дифференцирующего трансформатора;

$k_1 = \frac{M}{R_{L_1} + R_1}$ — коэффициент пропорциональности.

Выражение для переходной функции (рис. XI.9, *а*) дифференцирующего трансформатора имеет вид

$$u_{вых} = \frac{k_1}{T_1}\,e^{-\frac{t}{T_1}}. \tag{XI.21}$$

В случае, если входное напряжение постоянного тока $u_{вх} = k_2\theta$, а угол рассогласования θ изменяется во времени по линейному закону $\theta = k_3 t$, т. е. $u_{вх} = k_2 k_3 t$, то выходное напряжение

$$u_{вых} = k_1 \dot{u}_{вх}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right), \qquad (XI.22)$$

где $\dot{u}_{вх} = k_2 k_3$.

Следовательно, напряжение на вторичной обмотке дифференцирующего трансформатора достигает установившегося значения

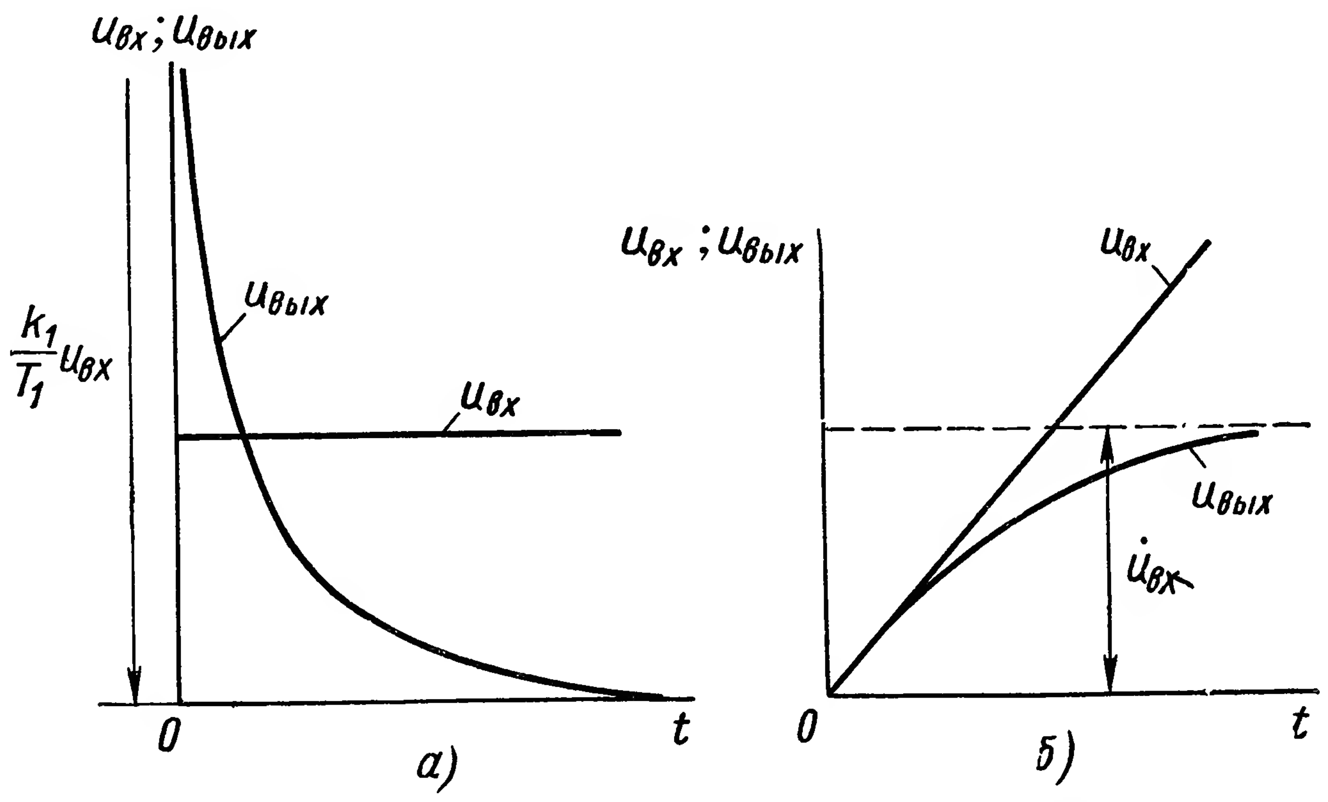


Рис. XI.9. График переходного процесса в дифференцирующем трансформаторе, работающем в режиме холостого хода:

а — скачкообразное изменение входной величины; *б* — изменение входной величины пропорционально постоянной скорости

после переходного процесса (рис. XI.9, *б*). Член e^{-t/T_1} характеризует ошибку, вносимую дифференцирующим трансформатором в процесс дифференцирования входного напряжения, изменяющегося по линейному закону. С увеличением времени t ошибка уменьшается и при $t \to \infty$ будет равна нулю.

Амплитудно-фазовая частотная характеристика дифференцирующего трансформатора (рис. XI.10, *а*), работающего в режиме холостого хода, имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{k_1 j\omega}{T_1 j\omega + 1} = \frac{k_1\omega}{\sqrt{T_1^2\omega^2 + 1}} e^{j\,\mathrm{arctg}\frac{1}{T\omega}}. \qquad (XI.23)$$

Логарифмические амплитудная и фазовая характеристики приведены на рис. XI.10, *б*.

В идеальном случае $W(s) = k_1 s$, а амплитудно-фазовая частотная характеристика определяется по формуле

$$W_{ид}(j\omega) = k_1 j\omega = k_1\omega e^{j\frac{\pi}{2}}. \qquad (XI.24)$$

Сопоставляя частотные характеристики (XI.23), (XI.24), можно определить полосу частот, в которой погрешность дифференцирова-

ния не превышает как по модулю, так и по фазе некоторой заданной величины. Так, например, отношение модулей частотной характеристики дифференцирующего трансформатора и частотной характеристики при идеальном дифференцировании равно $\sqrt{T_1^2\omega^2 + 1}$. При $\omega = 0$ это отношение равняется единице и погрешность в дифференцировании отсутствует. Если задаться некоторой допустимой

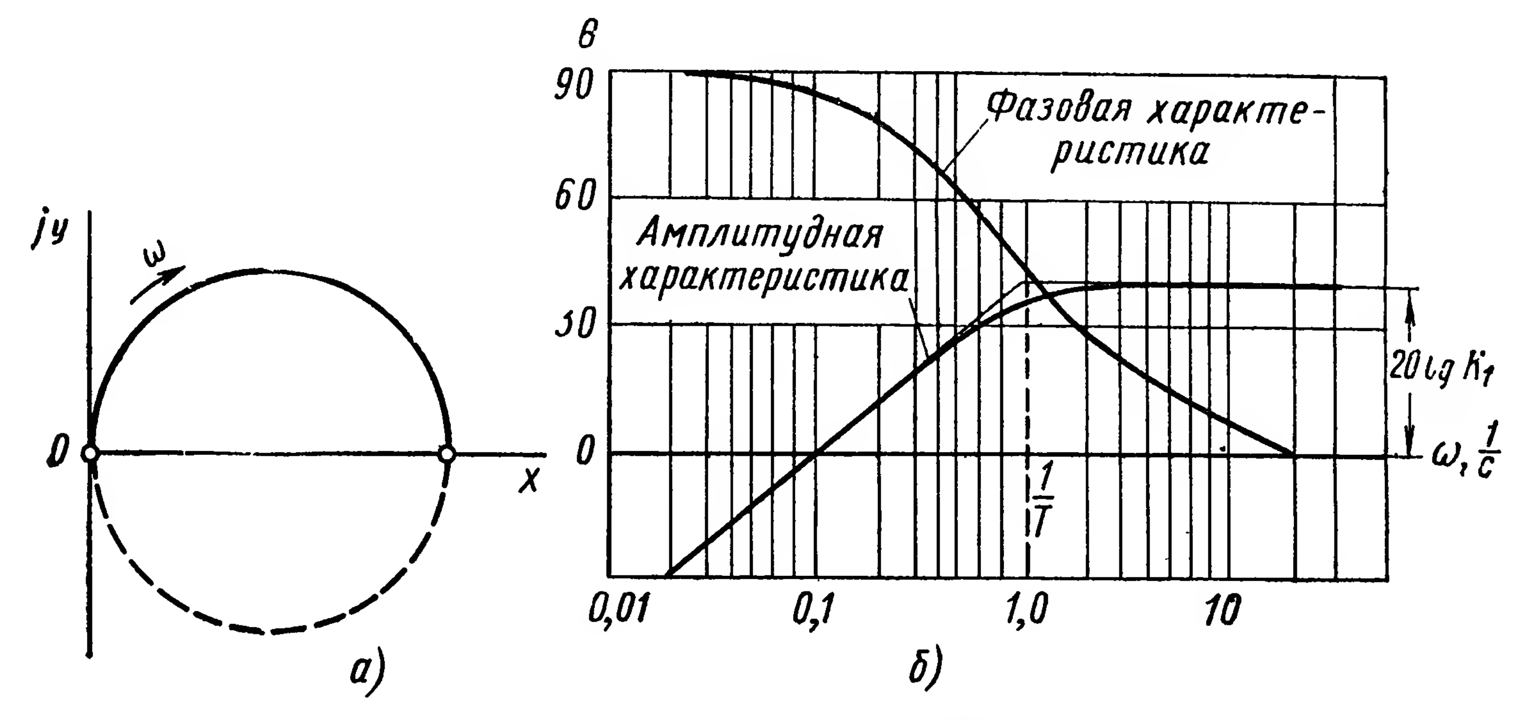


Рис. XI.10. Частотные характеристики дифференцирующего трансформатора:

а — амплитудно-фазовая характеристика; *б* — логарифмические амплитудная и фазовая характеристики

погрешностью Δ, достаточно малой по сравнению с единицей, то и значение $\alpha = \omega^2 T^2$ должно быть малым в сравнении с единицей, т. е.

$$\sqrt{1+\alpha} = 1 + \Delta. \qquad \text{(XI.25)}$$

Так как значение α мало, то можно разложить выражение для радикала в левой части по степеням α. Отбросив члены разложения, содержащие высшие степени α, получим

$$\sqrt{1+\alpha} \approx 1 + \frac{1}{2}\alpha \approx 1 + \Delta, \qquad \text{(XI.26)}$$

откуда

$$\alpha = 2\Delta; \quad \omega \approx \frac{1}{T_1}\sqrt{2\Delta}. \qquad \text{(XI.27)}$$

Последнее выражение дает возможность определить верхнюю границу полосы частот.

Если током во вторичной обмотке дифференцирующего трансформатора пренебречь нельзя, то физические процессы в обмотках трансформатора описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} u_{вх} &= (R_1 + R_{L_1}) i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \\ 0 &= M \frac{di_1}{td} + (L_2 + L_н) \frac{di_2}{dt} + (R_2 + R_{L_2}) i_2. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.28)}$$

Применяя к уравнениям (XI.28) преобразование Лапласа и исключая значение тока i_1, получим

$$\{[M^2+L_1(L_2+L_{н})]s^2-[L_1(R_2+R_{L_2})+ + (R_1+R_{L_1})(L_2+L_{н})]s-(R_1+R_{L_1})(R_2+R_{L_2})\}I_2(s)=MsU_{вх}(s). \quad \text{(XI.29)}$$

Передаточная функция дифференцирующего трансформатора имеет вид

$$W(s)=\frac{I_2(s)}{U_{вх}(s)}=\frac{Ms}{[M^2+L_1(L_2+L_{н})]s^2-[L_1(R_2+R_{L_2})+ +(R_1+R_{L_1})(L_2-L_{н})]s-(R_1+R_{L_1})(R_2+R_{L_2})}. \quad \text{(XI.30)}$$

Если пренебречь индуктивностью нагрузки $L_{н}=0$, а также влиянием рассеяния, т. е. принять $M^2=L_1L_2$, то передаточную функцию дифференцирующего трансформатора можно записать следующим образом:

$$W(s)=\frac{I_2(s)}{U_{вх}(s)}=\frac{ks}{(T_1+T_2)s+1}, \quad \text{(XI.31)}$$

где $T_1=\frac{L_1}{R_1+R_{L_1}}$ — постоянная времени первичной цепи трансформатора;

$T_2=\frac{L_2}{R_2+R_{L_2}}$ — постоянная времени вторичной цепи трансформатора;

$$k=\frac{M}{(R_1+R_{L_1})(R_2+R_{L_2})}.$$

Выражение (XI.31) показывает, что при работе дифференцирующего трансформатора на омическую нагрузку при отсутствии рассеяния передаточная функция имеет такой же вид, как и в случае, когда трансформатор работает в режиме холостого хода. Переходный процесс характеризуется постоянной времени, равной сумме постоянных времени цепей первичной и вторичных обмоток трансформатора. Ток во вторичной обмотке трансформатора лишь приближенно отражает производную от первичного напряжения. Знаменатель передаточной функции (апериодическое звено) вносит отставание по фазе и тем самым значительно ослабляет эффект дифференцирования. Лишь в том случае, когда суммарная постоянная времени (T_1+T_2) мала, можно приближенно считать, что величина тока пропорциональна производной входного напряжения. Уменьшение постоянных времени T_1 и T_2 может быть достигнуто за счет уменьшения индуктивности при введении в магнитную цепь трансформатора воздушного зазора, а также при введении в цепь обмоток добавочных сопротивлений. Воздушный зазор уменьшает искажение выходного напряжения, возникающего в результате насыщения магнитной цепи дифференцирующего трансформатора. Изменение воздушного зазора дает возможность получить

нужный эффект дифференцирования и почти не уменьшает ток во вторичной обмотке трансформатора.

Таким образом, применение дифференцирующего трансформатора целесообразно в том случае, когда мощность во вторичной цепи почти не потребляется.

Электрические интегрирующие элементы. Интегрирующие элементы могут быть использованы в следящих системах для компенсации ошибки слежения в установившемся режиме. Для простейшего

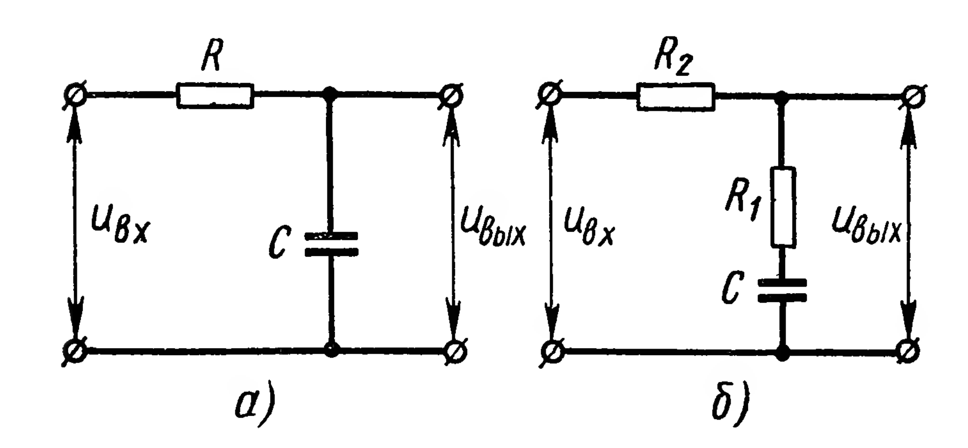


Рис. XI.11. Электрические интегрирующие RC-элементы:

а — простейший интегрирующий RC-четырехполюсник; *б* — интегрирующий RC-четырехполюсник для получения напряжения, пропорционального ошибке (координате) и интегралу от ошибки

интегрирующего четырехполюсника, составленного из резистора R и конденсатора C (рис. XI.11), справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$u_{вх} = Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt; \qquad u_{вых} = \frac{1}{C}\int i\,dt. \Bigg\} \tag{XI.32}$$

Решая эти уравнения совместно, получим выражение, устанавливающее связь между $u_{вых}$ и $u_{вх}$:

$$\frac{1}{RC}\int_0^t u_{вх}\,dt = u_{вых} + \frac{1}{RC}\int_0^t u_{вых}\,dt \tag{XI.33}$$

или

$$T\frac{du_{вых}}{dt} + u_{вых} = u_{вх}, \tag{XI.34}$$

где $T = RC$ — собственная постоянная времени цепи.

Передаточная функция определяется выражением

$$W(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{1}{Ts+1}. \tag{XI.35}$$

Выражение для амплитудно-фазовой частотной характеристики (рис. XI.12, *а*) имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{U_{вых}(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} = \frac{1}{Tj\omega+1} = \frac{1}{\sqrt{T^2\omega^2+1}}\,e^{-j\,\mathrm{arctg}\,T\omega}. \tag{XI.36}$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики приведены на рис. XI.12, *б*. Логарифмическая амплитудная

характеристика имеет отрицательный наклон 20 дБ на декаду с частоты $\omega = \frac{1}{T}$ и, следовательно, может рассматриваться как интегрирующий элемент для напряжения $u_{вх}(t)$, полоса частотного спектра которого больше величины $\frac{1}{T}$.

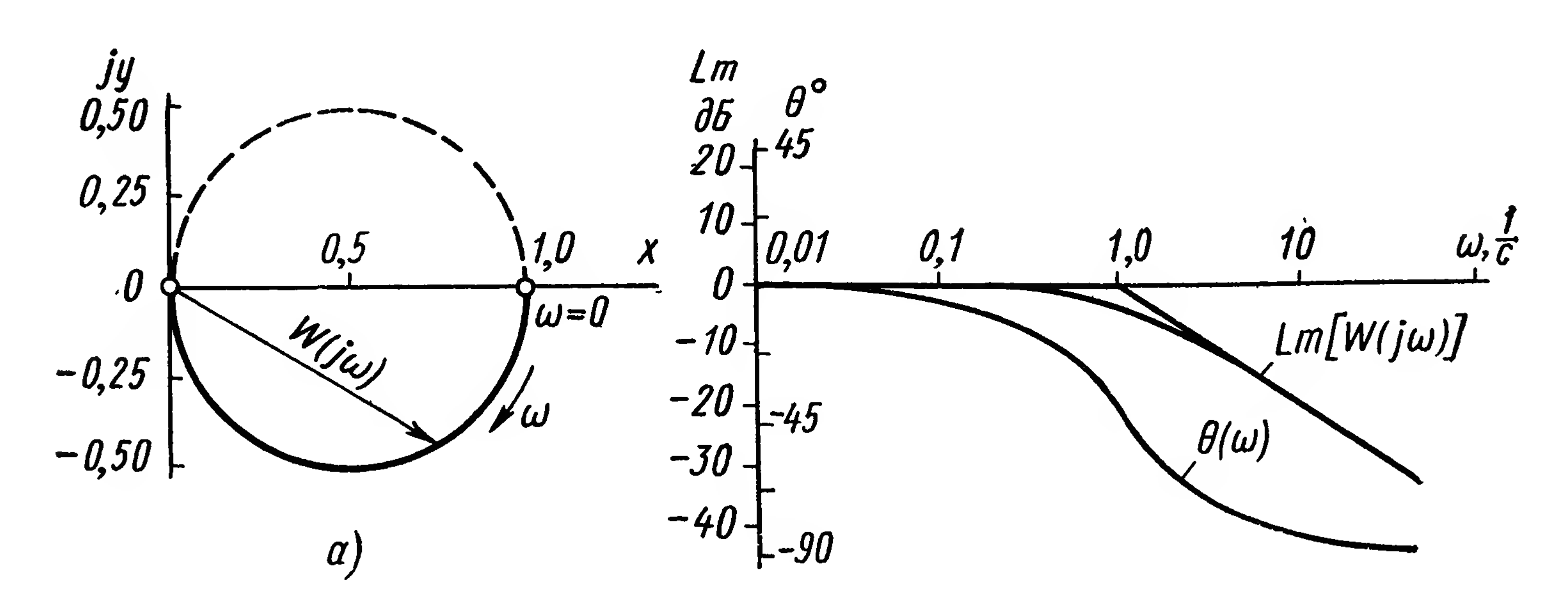


Рис. XI.12. Частотные характеристики интегрирующего *RC*-четырехполюсника:

а — амплитудно-фазовая характеристика; *б* — логарифмические амплитудная и фазовая характеристики

Выражение для переходной функции звена (рис. XI.13) имеет вид

$$u_{вых} = \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \qquad \text{(XI.37)}$$

Приведенные уравнения показывают, что интегрирующему *RC*-четырехполюснику свойственна методическая ошибка, которая определяется членом $\frac{1}{RC}\int_0^t u_{вых}\,dt$ уравнения (XI.33).

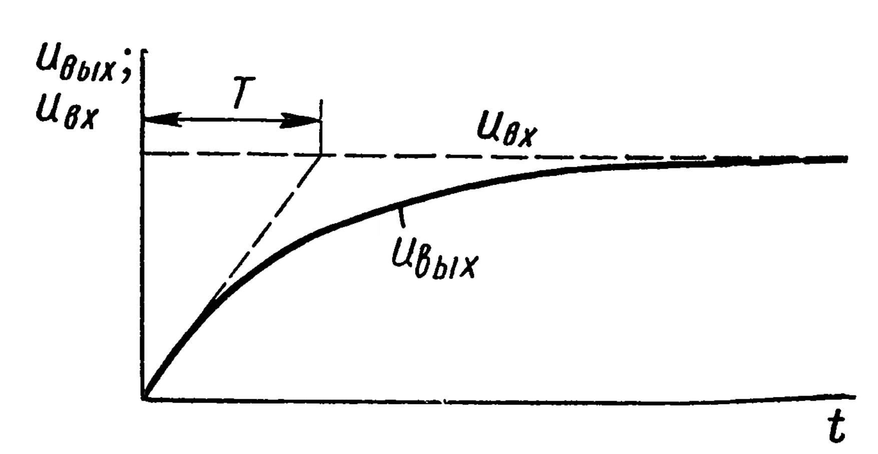


Рис. XI.13. Переходная функция интегрирующего звена

В идеальном случае выходное напряжение определялось бы выражением

$$u_{вых\,ид} = \frac{1}{RC}\int_0^t u_{вх}\,dt.$$

Если $u_{вх} = 1$, то $u_{вых\,ид} = \frac{t}{RC}$.

Величина ошибки равна разности между выходным напряжением $u_{\text{вых ид}}$ и действительным напряжением $u_{\text{вых}}$ (рис. XI.14), т. е.

$$u_{\text{вых ид}} - u_{\text{вых}} = \frac{t}{RC} - 1 - e^{-\frac{t}{RC}}. \qquad \text{(XI.38)}$$

При малых значениях времени t ошибка в интегрировании также мала и возрастает по мере увеличения t.

Для уменьшения ошибки необходимо увеличить постоянную времени RC, однако при этом снижается величина масштабного коэффициента. Улучшение работы интегрирующего элемента достигается применением усилителя.

Получить на выходе корректирующей схемы сигнал, пропорциональный ошибке (координате) САР и интегралу ошибки, можно, применив схему, представленную на рис. XI.11, *б*. Для данной схемы справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$\left.\begin{aligned} u_{\text{вх}} &= i(R_1 + R_2) + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt; \\ u_{\text{вых}} &= iR_1 + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.39)}$$

Рис. XI.14. Ошибки при интегрировании

Зависимость между выходным $u_{\text{вых}}$ и входным $u_{\text{вх}}$ напряжениями имеет вид

$$u_{\text{вх}}\frac{R_1}{R_1+R_2} + \frac{1}{C(R_1+R_2)}\int_0^t u_{\text{вх}}\,dt = u_{\text{вых}} + \frac{1}{C(R_1+R_2)}\int_0^t u_{\text{вых}}\,dt, \qquad \text{(XI.40)}$$

или

$$T\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = \tau\frac{du_{\text{вх}}}{dt} + u_{\text{вх}}, \qquad \text{(XI.41)}$$

где

$$T = (R_1 + R_2)C; \quad \tau = R_1C.$$

Передаточная функция

$$W(s) = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{\tau s + 1}{Ts + 1}. \qquad \text{(XI.42)}$$

Выражение для амплитудно-фазовой частотной характеристики (рис. XI.15, *а*) имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{\tau j\omega + 1}{Tj\omega + 1} = \sqrt{\frac{\tau^2\omega^2 + 1}{T^2\omega^2 + 1}}\, e^{j(\operatorname{arctg}\tau\omega - \operatorname{arctg}T\omega)}. \qquad \text{(XI.43)}$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики показаны на рис. XI.15, *б*.

При $T > \tau$ и $\omega > 0$ амплитудно-фазовая характеристика представляет собой полуокружность, расположенную в четвертом квад-

ранте. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика показывает, что данный четырехполюсник может рассматриваться как интегрирующий для частот $\omega < \frac{1}{\tau}$.

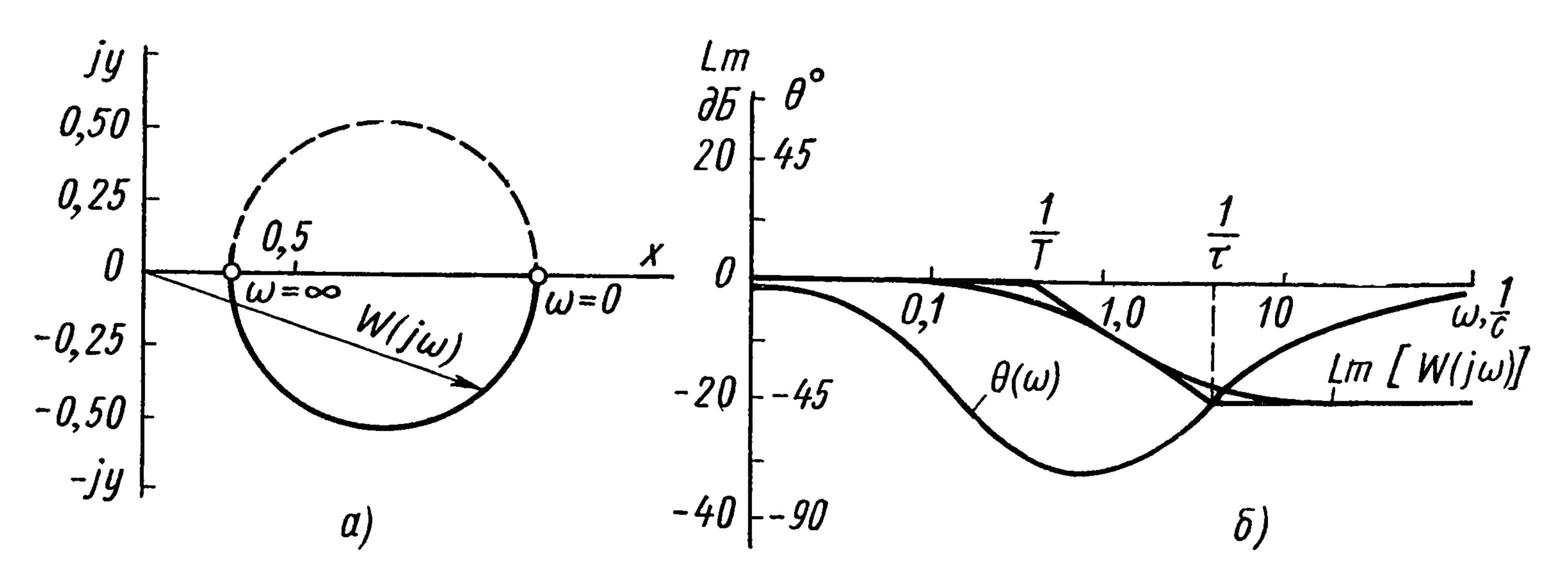


Рис. XI.15. Частотные характеристики интегрирующего *RC*-четырехполюсника:

а — амплитудно-фазовая характеристика; *б* — логарифмическая амплитудная и фазовая характеристики

Чем больше значение T, тем в более широком диапазоне частот можно пренебречь в знаменателе единицей по сравнению с Ts, т е. тем выше точность интегрирования входного напряжения $u_{вх}(t)$. Однако увеличение T способствует ослаблению сигнала при высоких частотах.

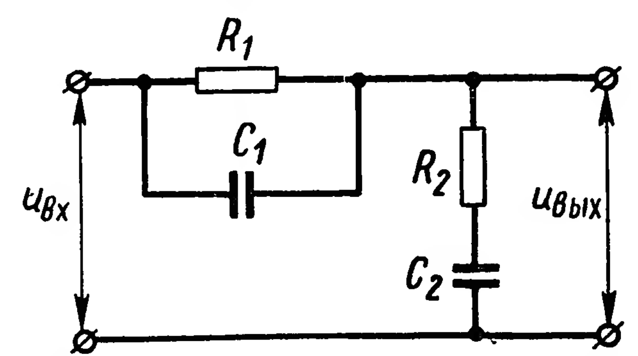


Рис. XI.16. Интегродифференцирующий *RC*-четырехполюсник

В тех случаях, когда закон регулирования должен учитывать как производную, так и интеграл от сигнала ошибки, может быть применен пассивный интегродифференцирующий *RC*-четырехполюсник (рис. XI.16), сочетающий свойства рассмотренных ранее пассивного дифференцирующего и пассивного интегрирующего элементов.

Связь между выходом $u_{вых}$ и входом $u_{вх}$ определяется дифференциальным уравнением

$$\tau_1\tau_2\frac{d^2u_{вых}}{dt^2} + (\tau_1+\tau_2+R_1C_2)\frac{du_{вых}}{dt} + u_{вых} = \tau_1\tau_2\frac{d^2u_{вх}}{dt^2} + (\tau_1+\tau_2)\frac{du_{вх}}{dt} + u_{вх}, \qquad (XI.44)$$

где $\tau_1 = R_1C_1$; $\tau_2 = R_2C_2$.

Передаточная функция *RC*-цепи имеет вид

$$W(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{\tau_1\tau_2s^2+(\tau_1+\tau_2)s+1}{\tau_1\tau_2s^2+(\tau_1+\tau_2+R_1C_2)s+1} = \frac{(1+\tau_1s)(1+\tau_2s)}{(1+T_1s)(1+T_2s)}, \qquad (XI.45)$$

где $T_1 = \dfrac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1+\tau_2+C_2R_1-\sqrt{(\tau_1+\tau_2+C_2R_1)^2-4\tau_1\tau_2}}$;

$$T_2 = \frac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1+\tau_2+C_2R_1+\sqrt{(\tau_1+\tau_2+C_2R_1)^2-4\tau_1\tau_2}}.$$

Данный RC-четырехполюсник ведет себя как пассивный интегрирующий элемент при низких частотах и как дифференцирующий элемент при высоких частотах.

Дифференцирование и интегрирование, как и в предыдущих случаях, выполняется с некоторым искажением, обусловленным нали-

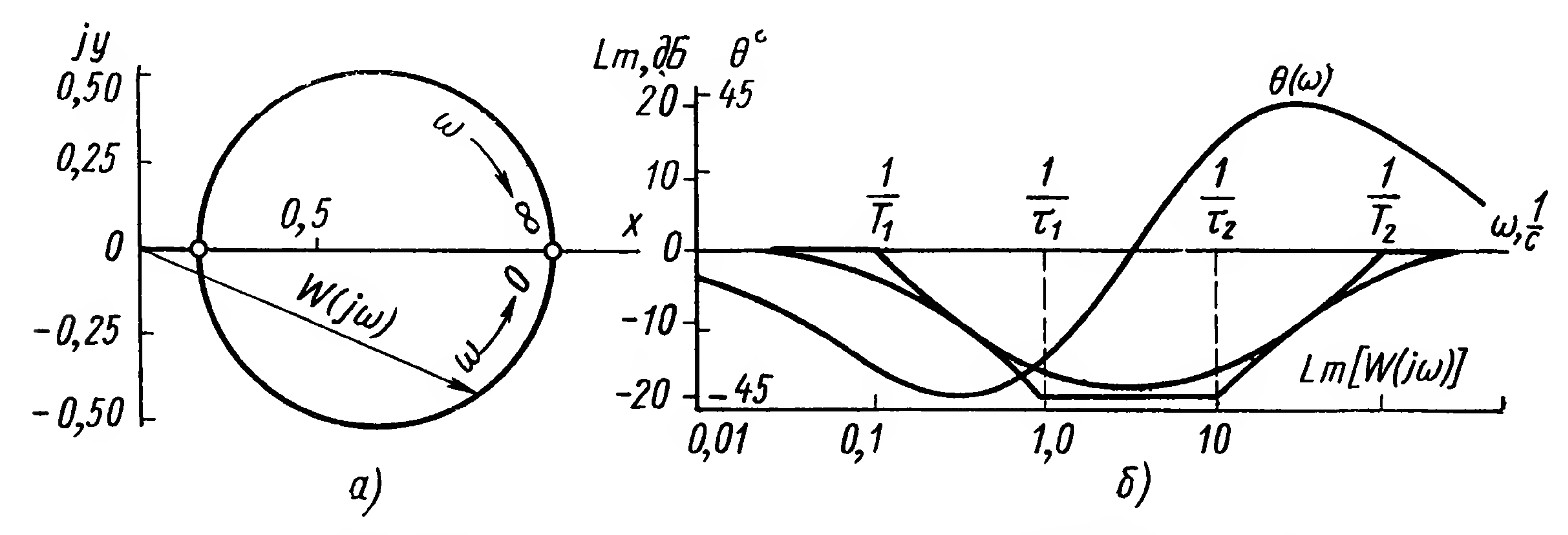


Рис. XI.17. Частотные характеристики интегродифференцирующего RC-четырехполюсника:

а — амплитудно-фазовая частотная характеристика интегродифференцирующего RC-четырехполюсника; *б* — логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики интегродифференцирующего RC-четырехполюсника

чием в знаменателе выражения (XI.45) членов $\tau_1\tau_2 s^2 + 1$. В частности, выходное напряжение имеет конечную величину при нулевой и бесконечной частоте.

Выражение для амплитудно-фазовой частотной характеристики (рис. XI.17, *а*) интегродифференцирующей цепи имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{U_{\text{вых}}(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} = \frac{(1+\tau_1 j\omega)(1+\tau_2 j\omega)}{(1+T_1 j\omega)(1+T_2 j\omega)}. \qquad \text{(XI.46)}$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики показаны на рис. XI.17, *б*.

2. ТИПОВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

Линейные корректирующие устройства с большим числом элементов R, C и L нельзя подразделять на дифференцирующие, интегрирующие или интегродифференцирующие, так как они имеют сложные передаточные функции. Поэтому их более удобно классифицировать по виду частотных характеристик. Такой принцип предпочтителен еще и потому, что при синтезе корректирующих устройств получаются некоторые формы логарифмических частотных характеристик, по которым определяются передаточные функции, их параметры и принципиальные схемы корректирующих устройств. Ввиду этого линейные корректирующие средства подразделяют на пять основных групп:

а) корректирующие устройства с максимальным положительным наклоном логарифмической амплитудной характеристики 20 дБ/дек (т. е. опережением по фазе);

б) корректирующие устройства с максимальным положительным наклоном 40 дБ/дек (т. е. опережением по фазе);

в) корректирующие устройства с максимальным отрицательным наклоном амплитудной характеристики — 20 дБ/дек (т. е. отставанием по фазе);

г) корректирующие устройства с максимальным отрицательным наклоном амплитудной характеристики — 40 дБ/дек (т. е. отставанием по фазе);

д) корректирующие устройства с различными положительными и отрицательными наклонами амплитудной характеристики (т. е. с опережением и последующим отставанием по фазе или, наоборот, сперва отставанием, а затем опережением по фазе).

Согласно этой классификации в табл. I.1 — I.5 (см. приложение I *) приведены схемы типовых линейных корректирующих устройств, соответствующие им передаточные функции и логарифмические амплитудные частотные характеристики. С помощью этих таблиц можно выбрать требуемое корректирующее устройство непосредственно по виду его логарифмической амплитудной характеристики. Значения параметров T_a и T_b или T_c и T_d, отмеченные на рисунках, можно получить, заменяя многочлены в передаточных функциях $W_к(s)$ выражениями вида $(T_a s+1)(T_b s+1)$ или $\frac{1}{T_c s+1}\times\times\frac{1}{T_d s+1}$. Пользуясь этими выражениями, определяют параметры линейных корректирующих устройств. Способы их определения в значительной степени зависят от схемы их включения.

Выбор оптимальных параметров линейных корректирующих устройств постоянного тока. Рассмотрим несколько типовых схем включения последовательных (рис. XI.18, *а* — *г*) и параллельных (рис. XI.19, *а* — *в*) корректирующих устройств. Выходное сопротивление R_1 корректирующего устройства выбирается меньшим некоторого предельного значения, определяемого величиной утечек сетки электронной лампы или цепи базы транзистора. Остальные параметры, если их остается не больше трех, выбираются по функциональным зависимостям или номограммам. Для иллюстрации возможностей этого способа рассмотрим определение параметров корректирующего устройства типа RC, имеющего положительный наклон амплитудной характеристики в 40 дБ/дек (см. табл. I.2, приложение I).

Из таблицы находим, что

$$W_к(s)=\frac{T_1T_2s^2}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}, \qquad (XI.47)$$

где $T_1=R_1C_1$ и $T_2=R_2C_2$.

---

* Приложения приведены в конце книги (см. с. 615)

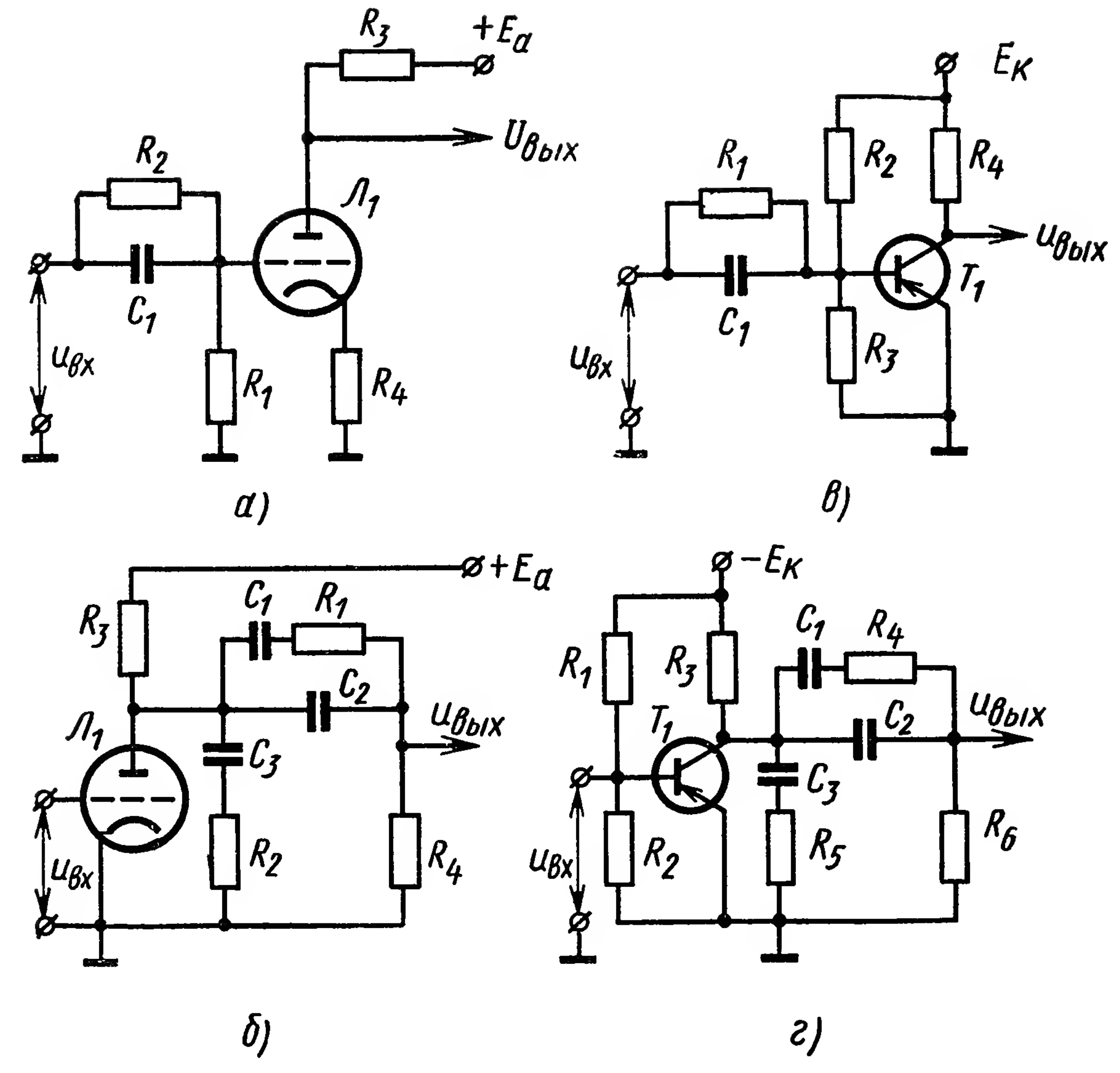


Рис. XI.18. Типовые схемы включения последовательных корректирующих устройств:

а и *б* — при использовании ламповых усилителей; *в* и *г* — при использовании транзисторных усилителей

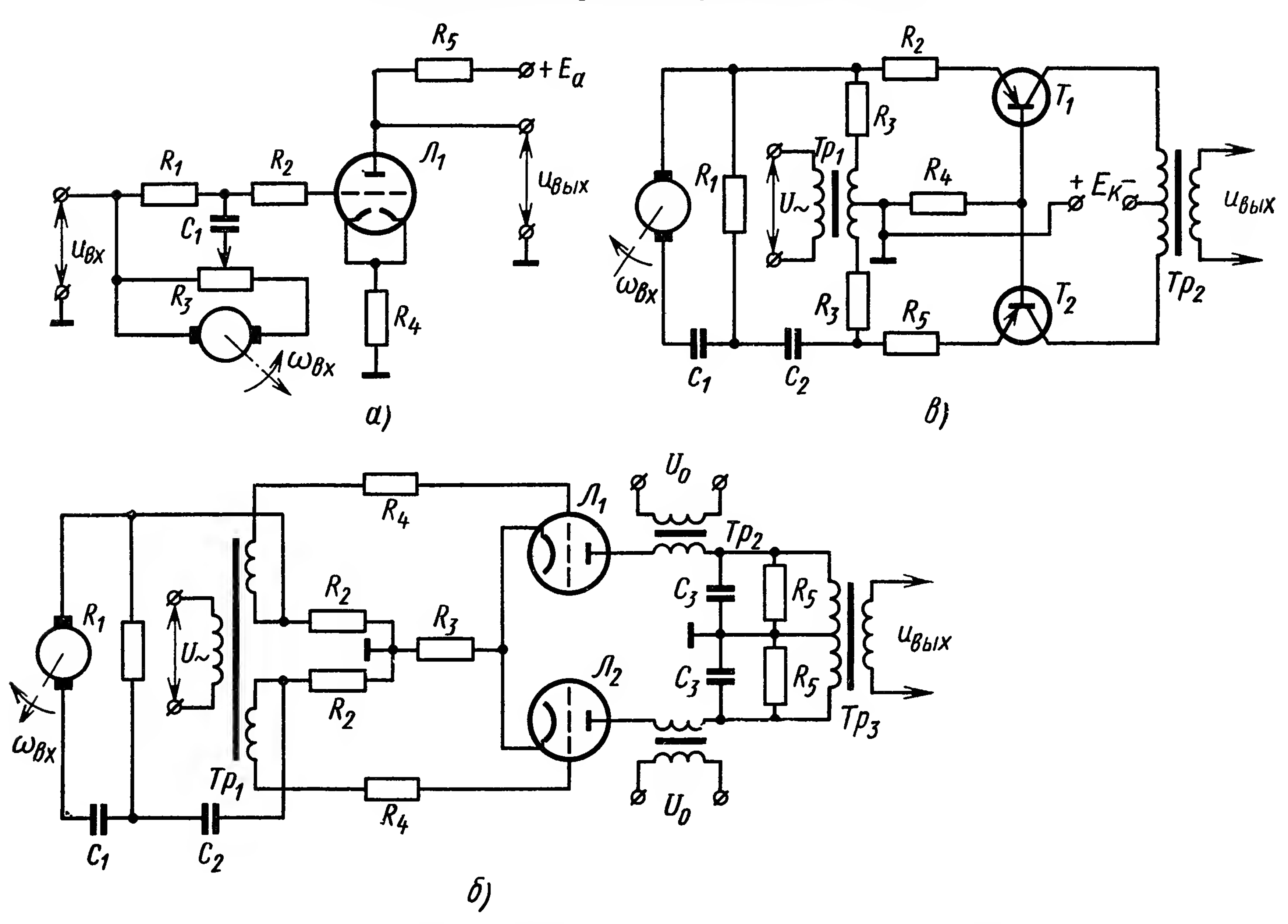


Рис. XI.19. Типовые схемы включения параллельных корректирующих устройств:

а и *б* — при использовании ламповых усилителей; *в* — при использовании транзисторного усилителя

Приведем передаточную функцию корректирующего устройства к виду

$$W_к(s)=\frac{T_1T_2s^2}{T_1T_2s^2+\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{T_2}{T_1}\right)T_1s+1}.$$

Заменив полученное выражение эквивалентным, получим

$$W_к(s)=\frac{T_aT_bs^2}{(T_as+1)(T_bs+1)},$$

или

$$W_к(s)=\frac{T^2s^2}{T^2s^2+2\xi Ts+1},$$

где $\xi \geqslant 1$.

Сравнивая последние два выражения с исходным, найдем

$$\left.\begin{aligned} &T_a+T_b=\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{T_2}{T_1}\right)T_1; \quad T_aT_b=T_1T_2; \\ &T=\sqrt{T_aT_b}; \quad \xi=\frac{T_a+T_b}{2\sqrt{T_a+T_b}}, \end{aligned}\right\} \qquad (XI.48)$$

или

$$\xi=\frac{1}{2}\cdot\frac{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{T_2}{T_1}}{\frac{T}{T_1}}.$$

В полученное выражение для ξ введем следующие подстановки:

$$T_2=\frac{T^2}{T_1}; \qquad R_1=\frac{T_1}{C_1}; \qquad R_2=\frac{T_2}{C_2},$$

тогда найдем

$$\xi=\frac{1}{2}\cdot\frac{1+\left(\frac{T}{T_1}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}{\frac{T}{T_1}}. \qquad (XI.49)$$

Для получения рабочих соотношений введем новую переменную

$$\beta=\frac{T_a}{T_b}. \qquad (XI.50)$$

Подставив соотношение (XI.50) в формулы (XI.48), получим следующее квадратное уравнение:

$$T_b^2+2\xi TT_b+T^2=0, \qquad (XI.51)$$

откуда

$$T_b=T\left(\xi-\sqrt{\xi^2-1}\right). \qquad (XI.52)$$

В решении квадратного уравнения (XI.52) принят знак минус, так как при другом знаке численные значения T_b будут наибольшими.

Из соотношения $T_a = \frac{T^2}{T_b}$ и формулы (XI.52) после ряда преобразований найдем

$$\beta = \frac{T_a}{T_b} = \frac{2\xi}{\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}} - 1$$

или

$$\beta = 2\xi^2 + 2\xi\sqrt{\xi^2 - 1} - 1. \qquad (XI.53)$$

Подставив в выражение (XI.53) формулу (XI.49), получим

$$\beta = \frac{\left[1 + \left(\frac{T}{T_1}\right)^2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)\right]}{\frac{T}{T_1}} \left\{\frac{1}{2} \cdot \frac{1 + \left(\frac{T}{T_1}\right)^2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)}{\frac{T}{T_1}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2}\sqrt{1 - \frac{4\left(\frac{T}{T_1}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{T}{T_1}\right)^2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)\right]^2}} - \frac{\frac{T}{T_1}}{1 + \left(\frac{T}{T_1}\right)^2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2}\right\}. \qquad (XI.54)$$

Таким образом определена формула, связывающая между собой параметры $\frac{T}{T_1}$ и $\frac{C_1}{C_2}$ [9], т. е.

$$\beta = f\left(\frac{T}{T_1};\ \frac{C_1}{C_2}\right), \qquad (XI.55)$$

с помощью которой и строится номограмма, изображенная на рис. XI.20.

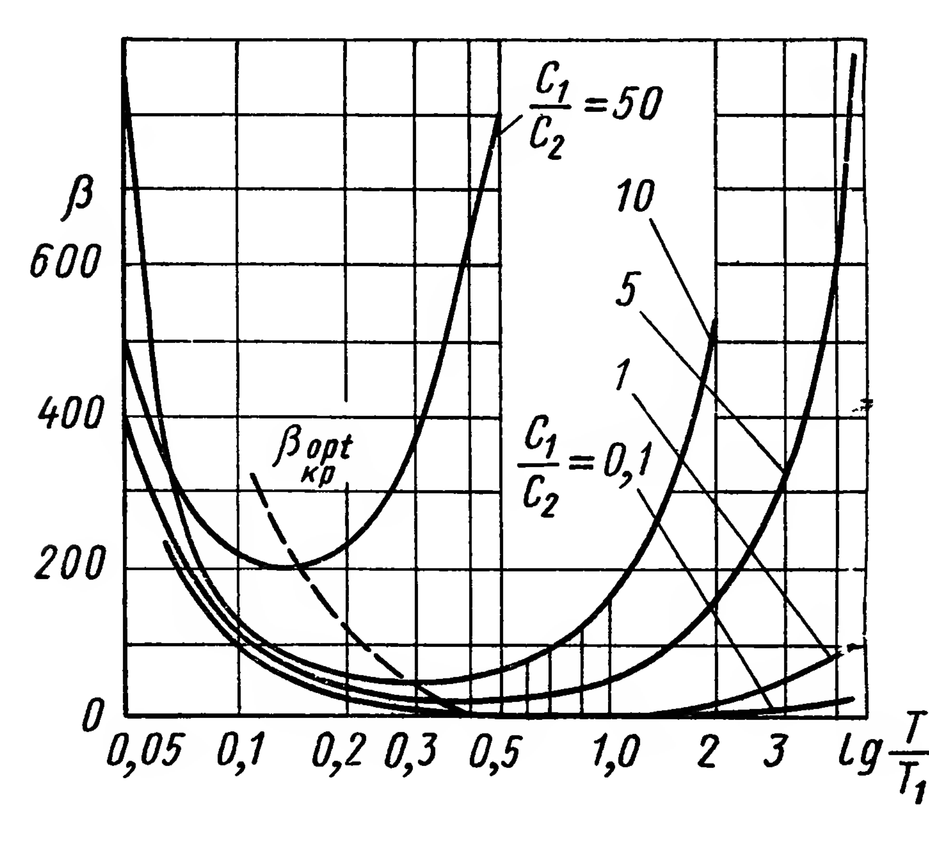


Рис. XI.20. Номограмма для определения параметров корректирующего устройства, обладающего наибольшим положительным наклоном 40 дБ/дек и опережением по фазе

Итак, порядок определения параметров корректирующего устройства следующий:

1. По принятой схеме включения последовательного или параллельного корректирующего устройства находим R_1.

2. Задаваясь некоторым значением соотношения $\frac{C_1}{C_2}$, по номограмме находим в районе экстремума функции $\beta = f\left(\frac{T}{T_1};\ \frac{C_1}{C_2}\right)$

значение $\frac{T}{T_1}$. Подставляя это значение в соотношение $\frac{\sqrt{T_a T_b}}{T_1} = \frac{T}{T_1}$, определим T_1.

Зная T_1 и R_1, находим C_1.

3. Из соотношения $\frac{T^2}{T_1} = T_2$ определим T_2. Затем, по C_1 находим C_2.

Возможны и другие способы определения параметров корректирующего устройства. Например, по минимуму суммарной емкости $C_1 + C_2 = C$. Для этого снова воспользуемся выражением (XI.49) и введем в него новую переменную $C = C_1 + C_2$, тогда получим

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1 C_1 + R_2 C}{T},$$

откуда определим минимальное значение C и критические значения параметров:

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \cdot \frac{2\frac{C_1}{C_2} - 1}{\frac{C_1}{C_2} - 1}} \quad \text{и} \quad \left(\frac{T}{T_1}\right)_{кр} = \frac{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^2}{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^2 - 1},$$

после чего нетрудно найти

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2}\left[\frac{T_1}{T} + \frac{T}{T_1} + \sqrt{\left(\frac{T}{T_1}\right)^2 - 1}\right]. \qquad \text{(XI.56)}$$

Подставив выражение (XI.56) в формулу (XI.53), определим

$$\beta_{кр} = \left[\frac{T_1}{T} + \frac{T}{T_1} + \sqrt{\left(\frac{T}{T_1}\right)^2 - 1}\right]^2 + \left[\frac{T_1}{T} + \frac{T}{T_1} + \sqrt{\left(\frac{T}{T_1}\right)^2 - 1}\right] \times$$
$$\times \sqrt{\left(\frac{T_1}{T}\right)^2 + 2\left(\frac{T}{T_1}\right)^2 + 2\left(\frac{T_1}{T} + \frac{T}{T_1}\right)\sqrt{\left(\frac{T}{T_1}\right)^2 - 1} - 1} - 1. \qquad \text{(XI.57)}$$

С помощью этого выражения на номограмме (рис. XI.20) строим кривую $\beta_{кр} = f\left(\frac{T}{T_1}\right)$.

Порядок определения параметров корректирующего устройства, удовлетворяющих минимуму суммарной емкости, следующий:

1. Зададимся желаемым значением β и проведем прямую, параллельную оси абсцисс до пересечения с кривой $\beta_{кр} = f\left(\frac{T}{T_1}\right)$.

2. Через определенную таким образом точку номограммы должна проходить кривая с оптимальным соотношением $\frac{C_1}{C_2}$. Если на номограмме отсутствует кривая с соответствующим значением $\frac{C_1}{C_2}$, то она может быть получена надлежащим интерполированием.

3. После определения $\frac{C_1}{C_2}$ параметры R_2, C_2 и C_1 выбираются таким же образом, как это делалось нами раньше. Существуют и другие способы определения параметров корректирующих устройств, но все

они основаны на построении различных видов номограмм. Таким образом, если в результате синтеза было получено соответствующее корректирующее устройство, то по таблицам приложения I следует определить его передаточную функцию $W_к(s)$, а после этого найти зависимости:

$$\beta = f\left(\frac{T}{T_1};\ \frac{C_1}{C_2}\right);\qquad \beta_{кр} = f\left(\frac{T}{T_1}\right).$$

По этим формулам строят номограмму и определяют по ней оптимальные значения параметров корректирующего устройства.

3. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ С АКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Возможные способы реализации сложных корректирующих устройств с усилительными элементами. В результате синтеза могут быть получены довольно сложные виды амплитудных частотных характеристик корректирующих устройств. Определенные по ним передаточные функции могут быть приведены к следующим видам:

$$\left.\begin{aligned}
W_к(s) &= \frac{k_к(T'_1s+1)(T'_2s+1)\ldots(T'_{m-1}s+1)(T'_ms+1)}{(T_1s+1)(T_2s+1)\ldots(T_{n-1}s+1)(T_ns+1)};\\
W_к(s) &= \frac{k_кs^{\nu}(T'_1s+1)(T'_2s+1)\ldots(T'_{m-1}s+1)(T'_ms+1)}{(T_1s+1)(T_2s+1)\ldots(T_{n-1}s+1)(T_ns+1)};\\
W_к(s) &= \frac{k_к(T'_1s+1)(T'_2s+1)\ldots(T'_{m-1}s+1)(T'_ms+1)}{s^{\nu}(T_1s+1)(T_2s+1)\ldots(T_{n-1}s+1)(T_ns+1)},
\end{aligned}\right\}\qquad (XI.58)$$

где $\nu = 0,\ 1,\ 2,\ 3$.

В ряде случаев отдельные сомножители числителя или знаменателя представляют собой дифференцирующие второго рода или колебательные звенья с $\xi < 1$.

Для реализации приведенных передаточных функций можно пользоваться данными простейших линейных корректирующих устройств (см. табл. I.1 — I.5, приложения I) с включением между ними разделяющих усилителей.

На рис. XI.21 показаны различные виды реализаций отдельных элементов корректирующих устройств с усилителями. На рис. XI.21, *а* усилитель *2* с коэффициентом усиления k разделяет две линейные корректирующие RC-цепи: *1* — с фазовым опережением и наибольшим наклоном до 20 дБ/дек и *3* — с фазовым отставанием и наибольшим наклоном — 20 дБ/дек. Составленное таким образом корректирующее устройство имеет передаточную функцию вида

$$W_к(s) = kL_0\frac{(T_1s+1)(T_3s+1)}{(T_2s+1)(T_4s+1)},\qquad (XI.59)$$

где $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2}T_1$;

$$L_0 = \frac{R_1}{R_1+R_2};\quad T_3 = R_3C_2;\quad T_4 = \frac{R_3+R_4}{R_3}T_3.$$

Откуда нетрудно установить, что

$$T_1 > T_2 > T_4 > T_3.$$

На рис. XI.21, *б* показана схема включения операционного усилителя *1* параллельно усилителю *2*. Передаточная функция этого корректирующего устройства может быть представлена в виде

$$W_к(s) = \frac{T_1 s + 1}{s}, \qquad (XI.60)$$

где $T_1 = k$.

Очевидно, при больших значениях коэффициента k дифференцирование происходит на низких частотах.

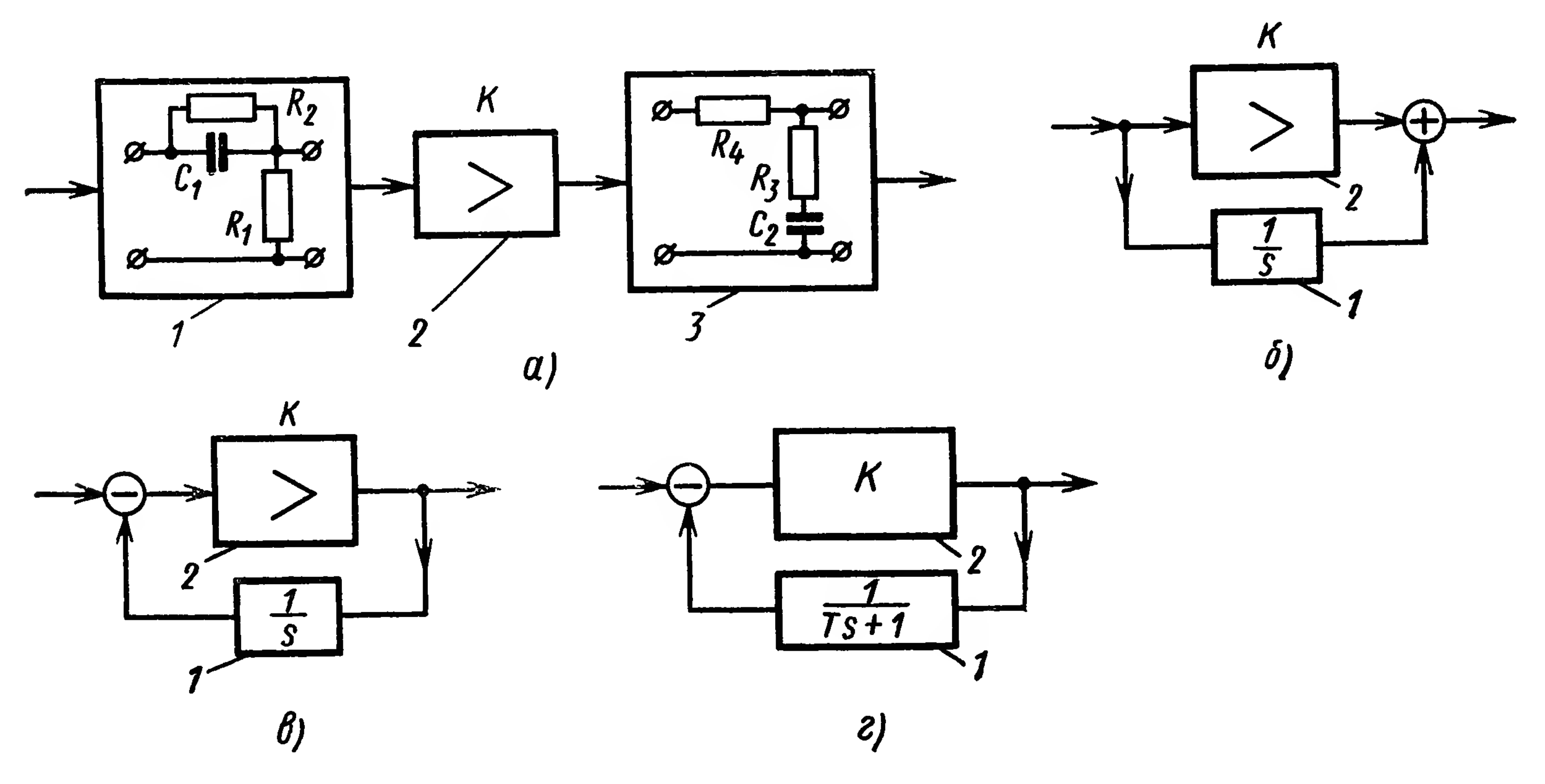


Рис. XI.21. Схема использования электронных (транзисторных) усилителей в корректирующих устройствах:

а — при последовательном соединении; *б* — при параллельном соединении; *в* — при соединении в замкнутый контур; *г* — при соединении в контур с четырехполюсником в цепи обратной связи

На рис. XI.21, *в* показано включение операционного усилителя *1* и простого усилителя *2* в контур. Передаточная функция такого корректирующего устройства имеет вид

$$W_к(s) = \frac{s}{Ts+1}, \qquad (XI.61)$$

где $T = \frac{1}{k}$.

На рис. XI.21, *г* показано включение фазоопережающей цепочки *1* и усилителя *2* в контур. Соответствующая передаточная функция корректирующего устройства

$$W_к(s) = \frac{\frac{k}{1+k}(Ts+1)}{\frac{T}{1+k}s+1}. \qquad (XI.62)$$

При больших значениях k выражение (XI.62) можно представить в виде

$$W_к(s)=\frac{Ts+1}{\frac{T}{k}s+1}. \qquad \text{(XI.63)}$$

Если $k \gg 1$, то передаточные функции (XI.63) можно в рабочем диапазоне считать дифференцирующим звеном первого рода. Возможны и другие схемы включения линейных корректирующих устройств с операционными и обычными усилителями (см. приложение II, табл. II.1 и II.2).

Пример XI.1. Рассмотрим реализацию корректирующего устройства системы управления по ее передаточной функции

$$W_к(s)=\frac{k_к s^2 (T_2 s+1)(T_4 s+1)}{(T_1 s+1)(T_3 s+1)(T_5 s+1)(T_6 s+1)}.$$

С помощью табл. I.1—I.5 приложения I и схем рис. XI.21 реализуем данное корректирующее устройство в виде структурной схемы, изображенной на рис. XI.22. Положив $k_к = k_1 L_0 k_2 k_3$, получим искомую передаточную функцию.

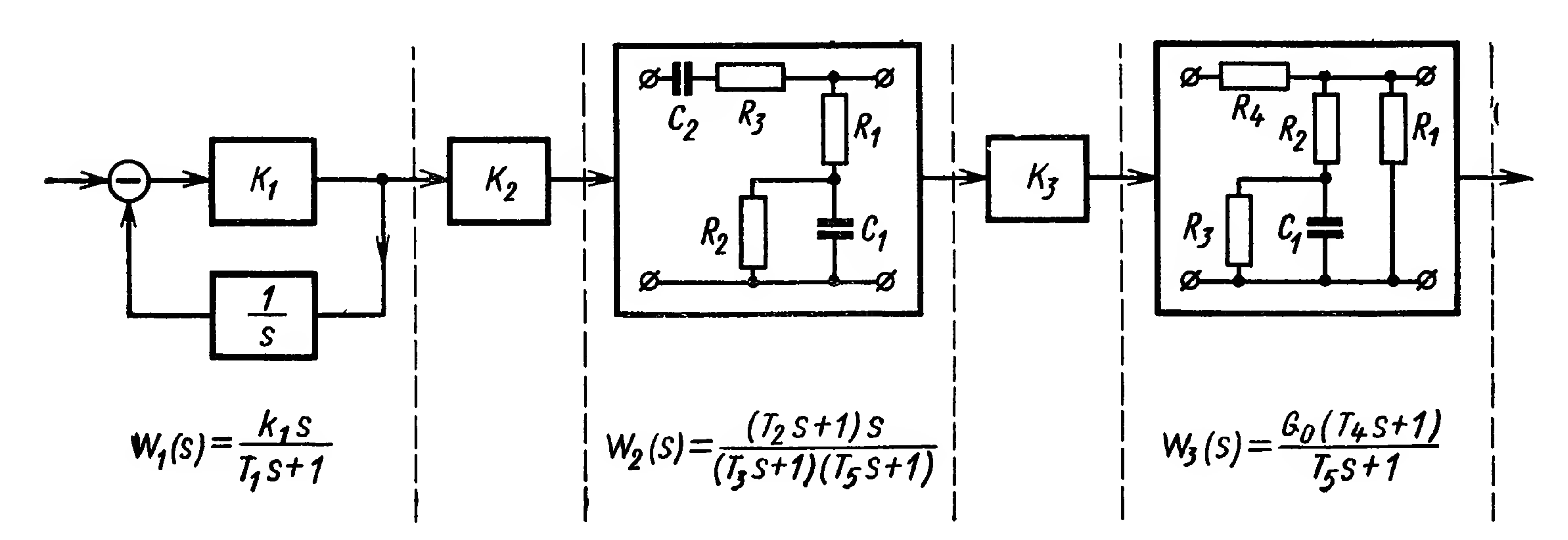


Рис. XI.22. Схема реализации корректирующего устройства с усилителями

Четырехполюсники с активными элементами на основе операционных усилителей (ОУ) и конверторов отрицательного сопротивления (КОС). Использование операционных усилителей с частотно-зависимыми обратными связями позволяет избавиться от громоздких и дорогих индуктивностей (см. гл. X), применение которых необходимо, если требуемая передаточная функция корректирующего устройства, реализуемого пассивным четырехполюсником, содержит комплексно-сопряженные полюса. Выигрыш в размерах и массе в этом случае получается значительным (рис. XI.23).

Первым шагом при синтезе активного четырехполюсника с ОУ, реализующего передаточную функцию вида (X.26), должно быть представление требуемой передаточной функции в виде

$$W(s)=k_{RC}\frac{P(s)}{A(s)}k_у\frac{A(s)}{Q(s)}=W_{RC}(s)\,W_у(s). \qquad \text{(XI.64)}$$

В выражении (XI.64) полином $A(s)$, вообще говоря, произвольный, но такой, что его порядок равен порядку $Q(s)$, а корни — действительные и отрицательные. Передаточная функция

$$W_{RC}(s) = k_{RC}\frac{P(s)}{A(s)}$$

реализуется с помощью пассивного RC-четырехполюсника, включаемого на входе ОУ, а передаточная функция

$$W_{у}(s) = k_{у}\frac{A(s)}{Q(s)}$$

соответствует замкнутому ОУ с RC-четырехполюсником в обратной связи.

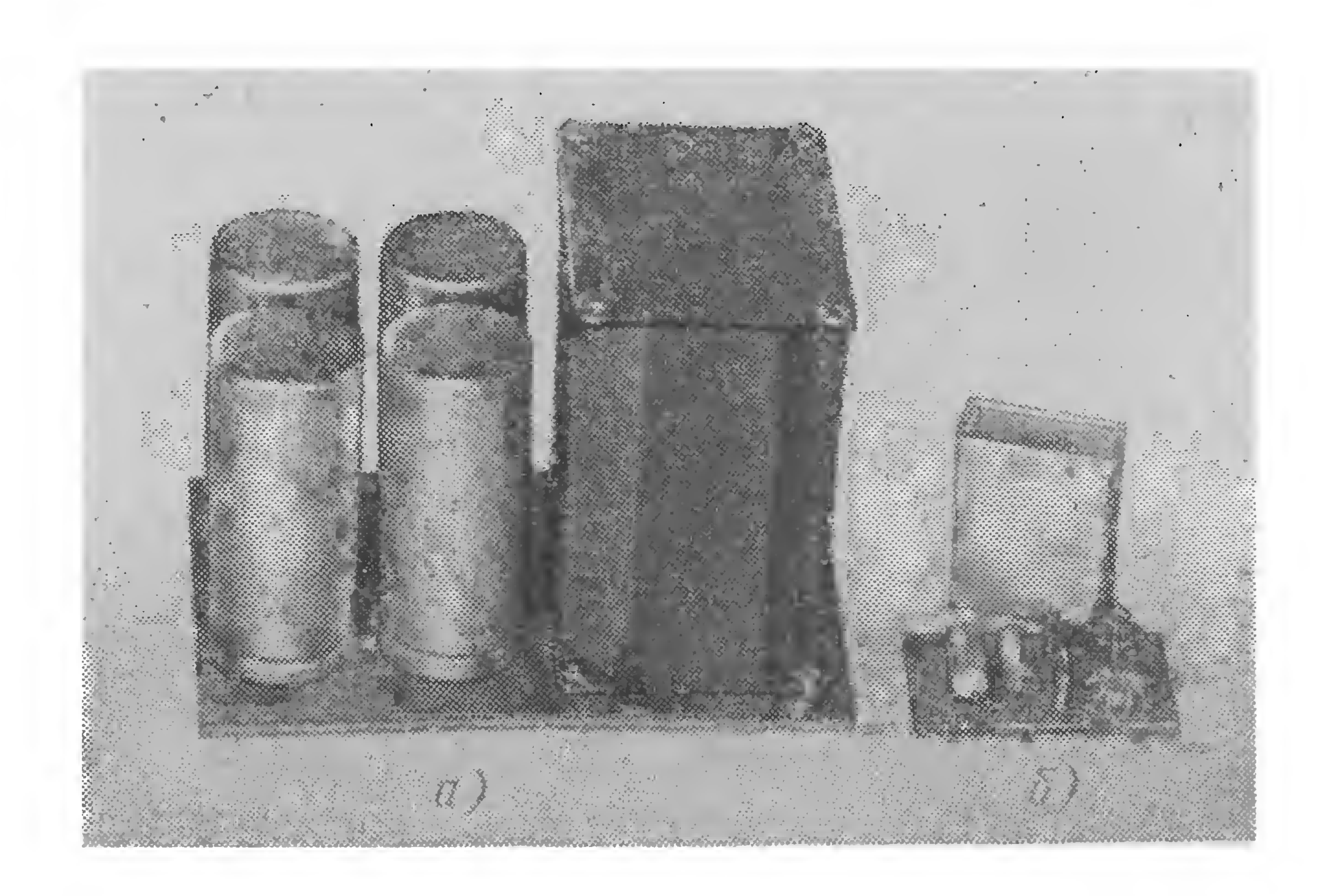


Рис. XI.23. Реализация корректирующего устройства с передаточной функцией второго порядка ($T \approx 1$ с, $\xi = 0{,}6$):

а — пассивным RCL-четырехполюсником; *б* — операционным усилителем в интегральном исполнении

В табл. II.1 приложения II помещены схемы T-образных и двойных T-образных мостов, включение которых на входе ОУ обеспечивает получение достаточно сложных (до третьего порядка) полиномов $P(s)$ в числителе требуемой передаточной функции. Там же приводятся расчетные соотношения между известными коэффициентами передаточной функции $W_{RC}(s)$ и номинальными значениями элементов схемы. Эти соотношения обеспечивают формирование $W_{RC}(s)$ необходимого вида.

Так как согласно излагаемой методике в полиноме $A(s)$ один или два корня могут быть произвольными, после определения номинальных значений элементов схемы их следует определить. Пусть $A(s)$ имеет третий порядок:

$$A(s) = a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3.$$

Тогда, разделив $A(s)$ на известный множитель $(s+\alpha_1)$, получим полином второго порядка, решение которого и даст недостающие два корня:

$$\alpha_2,\ \alpha_3 = \frac{1}{2a_0a_1}\left[(a_1 - a_0\alpha_1)\,\alpha_1 \mp \sqrt{(a_1 - a_0\alpha_1)^2\alpha_1^2 - 4a_0a_3\alpha_1}\right].$$

Выражения для коэффициентов a_0, a_1, a_3 также приводятся в табл. II.1 приложения II, что значительно упрощает определение недостающих корней.

Реализация передаточной функции $W_0(s)$, входящей в знаменатель выражения (X.27), осуществляется включением в обратную связь ОУ пассивного RC-четырехполюсника с передаточной функцией

$$W_0(s) = \frac{1}{W_у(s)} = k_1\frac{Q(s)}{A(s)}. \qquad \text{(XI.65)}$$

Табл. II.2 содержит наиболее часто употребляемые схемы обратных связей. Табл. II.1 и II.2 приложения II не являются исчерпывающими. Поэтому в общем случае следует обращаться к методике синтеза пассивных RC-цепей по заданным передаточным функциям, например, используя материалы следующего параграфа настоящей главы.

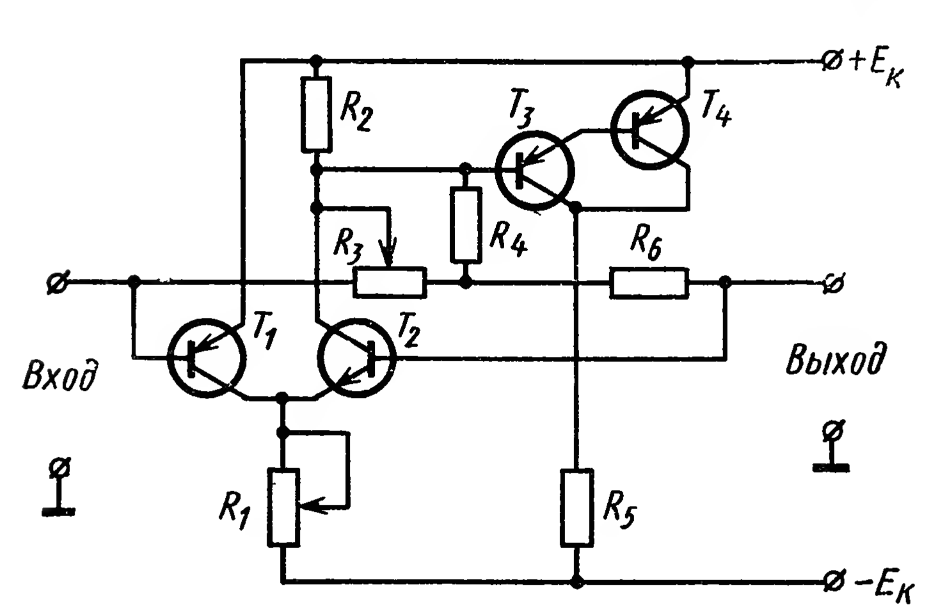


Рис. XI.24. Схема реализации конвертора отрицательного сопротивления на четырех транзисторах

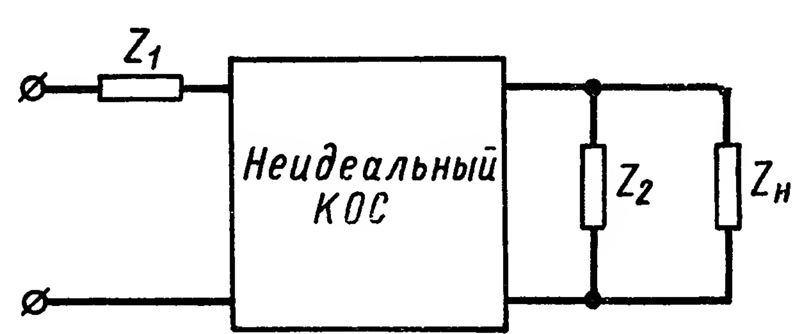


Рис. XI.25. Компенсация неидеальности конвертора отрицательного сопротивления

Существует несколько практических схем КОС. Одна из них изображена на рис. XI.24. Как показывают исследования, подобной схеме могут быть приданы свойства идеального КОС, если на входе и выходе включить некоторые выравнивающие импеданцы Z_1 и Z_2 (рис. XI. 25).

Рассмотрим пример реализации активного четырехполюсника на основе КОС.

Пусть, например, требуемая передаточная функция имеет вид

$$W(s) = \frac{b_2}{s + a_1s + a_2}; \qquad \text{(XI.66)}$$

тогда, приняв

$$A(s) = k_{RC}(s+\alpha_1)(s+\alpha_2),$$

где k_{RC}, α_1 и α_2 — произвольные, действительные, положительные величины, найдем (при $k = 1$)

$$W(s) = \frac{b_2}{s + a_1 s + a_2} = \frac{\dfrac{b_2}{k_{RC}(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)}}{\dfrac{s + a_1 s + a_2}{k_{RC}(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)}} = \frac{z_{21A} z_{21B}}{z_{22A} - z_{11B}} \times$$

$$\times \frac{s + a_1 s + a_2}{k_{RC}(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)} = k_0 + \frac{k_1}{s+\alpha_1} + \frac{k_2}{s+\alpha_2} = z_{22A} - z_{11B},$$

где

$$k_0 = \frac{1}{k_{RC}}; \quad k_1 = \frac{\alpha_1^2 - a_1\alpha_1 + a_2}{k_{RC}(\alpha_2 - \alpha_1)}; \quad k_2 = \frac{\alpha_2^2 - a_1\alpha_2 + \alpha_2}{k_{RC}(\alpha_1 - \alpha_2)}.$$

Пусть α_1 и α_2 таковы, что $k_1 > 0$, а $k_2 < 0$, тогда

$$z_{22A} = k_0 + \frac{k_1}{s+\alpha_1}; \quad -z_{11B} = \frac{k_2}{s+\alpha_2}.$$

Выражение

$$\frac{b_2}{k'_{RC}(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)} = z_{21A} z_{21B}$$

разбиваем на два сомножителя следующим образом:

$$z_{21A} = \frac{k_0 k_1}{s+\alpha_1}; \quad z_{21B} = -\frac{k_2}{s+\alpha_2}.$$

Определив z_{21A}, z_{22A} для четырехполюсника A и z_{11B}, z_{21B} для B, переходим к синтезу схем. Окончательно получим схему, изображенную на рис. XI.26, *б*.

Активные корректирующие четырехполюсники на основе КОС имеют меньшее число элементов, чем схемы на основе ОУ, однако

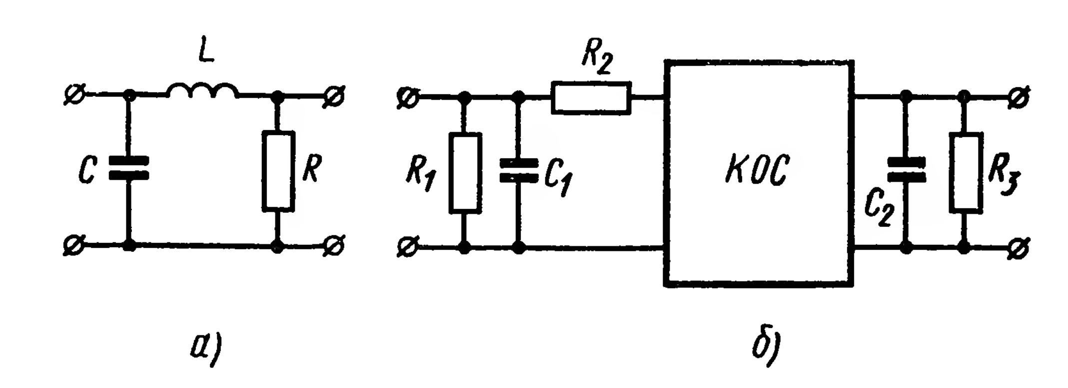


Рис. XI.26. Реализация передаточной функции второго порядка:

а — пассивным RCL-четырехполюсником; *б* — с помощью конвертора отрицательного сопротивления

их выходной импеданц не является нулевым, а следовательно, на характеристики такого четырехполюсника существенное влияние оказывает нагрузка. Поэтому между последовательно соединяемыми активными четырехполюсниками с КОС необходимо включать разделительный усилитель.

4. РЕАЛИЗАЦИЯ ЗАДАННОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ В ВИДЕ СХЕМЫ ПАССИВНОГО ЛИНЕЙНОГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Сформулируем требования, которым должны удовлетворять входные импедансы (адмитансы) конечной линейной пассивной цепи с сосредоточенными параметрами. Физические особенности линейных пассивных цепей с конечным числом сосредоточенных элементов

налагают на возможные аналитические выражения передаточных функций некоторые ограничения. Ниже формулируются ограничения, при выполнении которых передаточная функция физически осуществляется в виде конечной пассивной линейной цепи типа *RC*.

Для линейной пассивной цепи с сосредоточенными параметрами функции, представляющие собой отношение напряжений и токов, импеданс или адмитанс, можно записать в виде отношения двух полиномов относительно переменной s, так как для их определения требуется решать конечное число совместных уравнений типа (XI.72) с учетом (XI.73).

Входные импедансы z_{11} и z_{22} должны удовлетворять следующим условиям:

все полюса и нули должны быть простыми и располагаться на отрицательной части действительной оси плоскости s (причем полюса и нули должны чередоваться);

ближайшим к началу координат, т. е. наименьшим по модулю, должен быть полюс, а наиболее удаленным от начала координат — нуль.

При наиболее характерном расположении нулей и полюсов функция входного импеданса, например z_{11}, имеет следующий вид:

$$z_{11}(s) = k\frac{(s+z_1)(s+z_2)(s+z_3)}{(s+p_1)(s+p_2)(s+p_3)}, \qquad \text{(XI.67)}$$

где величины z_1, z_2, z_3, p_1, p_2, p_3 являются действительными положительными числами. Изменение входного импеданса цепи *RC*

Рис. XI.27. Распределение полюсов и нулей для входных импедансов *RC*-цепи

вдоль вещественной оси σ изображено графически на рис. XI.27. Следует указать еще на две характеристики $z_{11}(s)$:

а) $z_{11}(\infty) \leqslant z_{11}(0)$;

б) величина $\frac{dz_{11}(\sigma)}{d\sigma}$ отрицательна для всех значений σ.

Функцию вида (XI.67) можно разложить на простые дроби:

$$z_{11}(s) = \frac{k_1}{s+p_1} + \frac{k_2}{s+p_2} + \frac{k_3}{s+p_3} + k. \qquad \text{(XI.68)}$$

Каждый из вычетов k_1, k_2, k_3, так же как и постоянная k, является положительной величиной. Условия реализации функций, представляющих входные адмитансы, отличаются тем, что в этом случае ближайшим к началу координат является нуль, а наиболее удаленным — полюс.

Для цепи *RC* величина $z_{12}(s)$ должна иметь простые полюса, расположенные на отрицательной части действительной оси плоскости s. На нуль передаточного импеданса не накладывается каких-

либо ограничений, и они могут располагаться в любой точке плоскости s.

Определим требования, которым должна удовлетворять передаточная функция лестничной пассивной цепи с сосредоточенными параметрами. Из рассмотрения типовых передаточных функций четырехполюсников, приведенных в таблицах приложений I и II, следует, что они полностью определяются одной из двух групп функций z_{11}, z_{22}, z_{12} или y_{11}, y_{22}, y_{12}. Рассмотрим случай, когда источник с нулевым внутренним сопротивлением работает на разомкнутую цепь: $\frac{E_2}{E_1} = \frac{z_{12}}{z_{22}}$. В начале координат $\frac{E_2}{E_1}$ не может иметь полюса, так как входной импеданц z_{11} не может иметь нуль при нулевой частоте. Передаточные функции других типов также не могут иметь полюс при нулевой частоте.

В бесконечности передаточная функция лестничного RC-четырехполюсника также не может иметь полюса, так как при высоких частотах цепь RC переходит в простую цепь, состоящую из сопротивлений, и напряжение на выходе цепи должно быть конечным.

Чтобы показать, какие ограничения накладываются на расположение нулей передаточной функции, надо разобраться в происхождении этих нулей. Так как имеется всего один путь от входных зажимов до выходных — через лестничную цепь, то нуль передачи может возникнуть только в двух случаях: либо при некоторой частоте импеданц некоторого последовательно включенного звена становится равным бесконечности, либо адмитанц параллельной ветви при некоторой частоте делается равным бесконечности.

Нули передаточной функции лестничного RC-четырехполюсника должны располагаться на отрицательной части действительной оси, так как полюса импедансов последовательных звеньев или адмитансов параллельных ветвей находятся исключительно на этой части действительной оси; нули могут иметь любую кратность. Так, например, нуль второго порядка может быть получен с помощью двух последовательных звеньев, создающих нули передачи при одном и том же значении s, с помощью двух параллельных ветвей или с помощью одного последовательного и одного параллельного звеньев.

Определение функций y_{11}, y_{22}, y_{12} или z_{11}, z_{22}, z_{12} по заданной передаточной функции. Первым шагом при синтезе передаточных функций цепей является определение функций y_{11}, y_{22}, y_{12} или z_{11}, z_{22}, z_{12} по заданной передаточной функции.

Передаточную функцию можно записать в следующем виде:

$$W(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}. \qquad (XI.69)$$

Разобьем знаменатель $Q(s)$ на сумму двух многочленов $Q_1(s)$ и $Q_2(s)$:

$$Q(s) = Q_1(s) + Q_2(s) \qquad (XI.70)$$

и представим $W(s)$ в виде

$$W(s) = \frac{P(s)}{Q_1(s) + Q_2(s)}. \qquad (XI.71)$$

На практике чаще всего встречается случай, когда $Z_{ист} = 0$, а $Z_н = R_н \neq \infty$. В этом случае при $R_н = 1$ выражение $W(s)$ необходимо привести к виду

$$W(s) = \frac{E_2}{E_1} = \frac{y_{12}}{1 + y_{22}}. \qquad (XI.72)$$

Преобразуем выражение (XI.71) к виду

$$W(s) = \frac{\dfrac{P(s)}{Q_1(s)}}{1 + \dfrac{Q_2(s)}{Q_1(s)}}. \qquad (XI.73)$$

Сравнивая уравнения (XI.72) и (XI.73), находим

$$\left. \begin{aligned} y_{12}(s) &= \frac{P(s)}{Q_1(s)}; \\ y_{22}(s) &= \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)}. \end{aligned} \right\} \qquad (XI.74)$$

Существует бесконечное число различных пар функций y_{12} и y_{22}, которые обеспечивают требуемое отношение напряжений. При выборе y_{12} и y_{22} надо помнить, что обе функции должны реализоваться

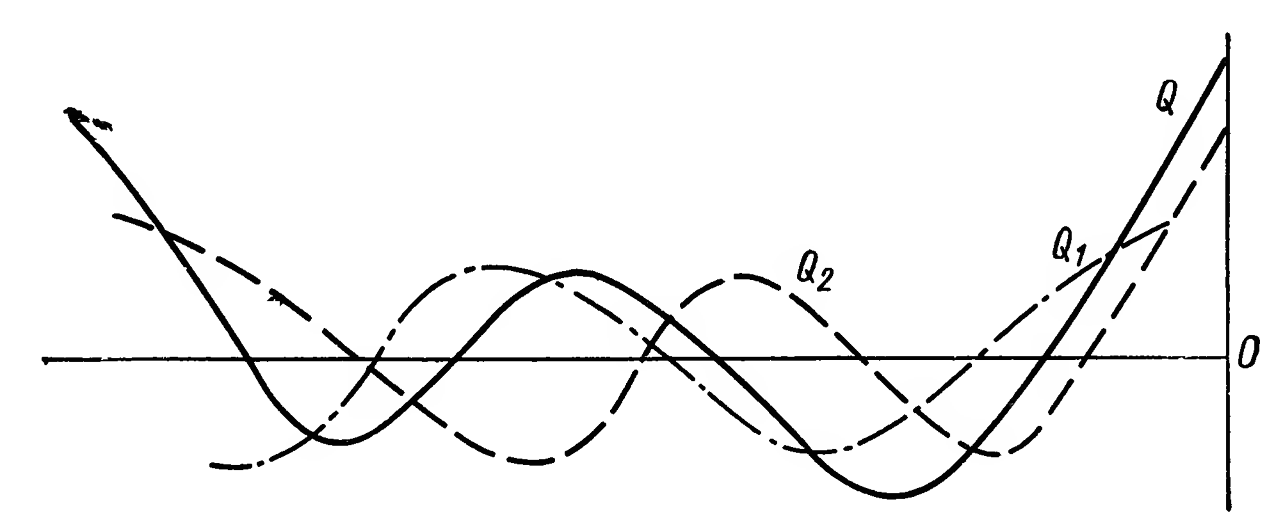


Рис. XI.28. Разбиение многочлена $Q(s)$ на многочлены $Q_1(s)$ и $Q_2(s)$

в виде цепи RC. Предъявим требование, чтобы y_{12} и y_{22} имели совпадающие полюса, что выполнимо во всех случаях.

Функция $y_{22}(s) = \dfrac{Q_2(s)}{Q_1(s)}$ должна иметь полюса и нули, чередующиеся на отрицательной части действительной оси, причем ближайшим от начала координат должен быть нуль.

Способ разбиения величины Q на Q_1 и Q_2 иллюстрируется на рис. XI.28. Если в качестве Q_1 и Q_2 используются любые многочлены с простыми чередующимися нулями, то нули их суммы Q располагаются между парами нулей Q_1 и Q_2 соответственно, что и является критерием разбиения Q на Q_1 и Q_2. Нули y_{12}, т. е. нули числителя $P(s)$ передаточной функции лестничной цепи RC, располагаются на отрицательной части действительной оси, имеют любую кратность и могут находиться в начале координат и в бесконечности.

Синтез передаточных функций с отрицательными действительными нулями. После того как по заданной передаточной функции

$W(s)$ найдены функции $y_{12}(s)$ и $y_{22}(s)$, остается по этим функциям синтезировать четырехполюсник в виде такой лестничной цепи, которая реализует как функцию y_{22}, так и y_{12}. Следует еще раз подчеркнуть, что в большинстве случаев передаточная функция цепи определяется двумя из следующих трех характеризующих функций: y_{11}, y_{22}, y_{12} или z_{11}, z_{22}, z_{12}. Лишь в случае, когда заданы сопротивление источника сигнала $Z_{\text{ист}}$, сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$, синтез требует реализации всех трех характеризующих функций. Однако этот случай можно обычно свести к одному из более простых случаев следующим образом. Рассматривая $Z_{\text{ист}}$ или $Z_{\text{н}}$ как часть синтезируемой цепи и проводя синтез так же, как в одном из простейших случаев, стремимся к тому, чтобы часть требуемого сопротивления на входе цепи реализовалась за счет $Z_{\text{ист}}$, а сама цепь заканчивалась с требуемым нагружением $Z_{\text{н}}$.

Функция $y_{22}(s)$ может быть реализована при помощи бесчисленного множества RC-цепей, из которых требуется выбрать такую цепь, которая одновременно реализовала бы нули функции $y_{12}(s)$ (полюсы функций y_{22} и y_{12} всегда совпадают). Реализовывать функцию y_{22} будем, начиная со стороны выходных зажимов четырехполюсника $2 - 2'$ по направлению к входным клеммам $1 - 1'$. Если y_{22} содержит нуль $s = -a$, являющийся одновременно нулем y_{12}, то первым этапом при синтезе RC-четырехполюсника будет реализация этого нуля $y_{22}(s)$ и, следовательно, нуля $y_{12}(s)$. Рассматриваемый нуль может быть реализован с помощью последовательного звена лестничного RC-четырехполюсника (рис. XI.29), имеющего импеданц $z_1(s)$ с полюсом $s = -a$, т. е. $Z_1 = \frac{k}{s+a}$, где k — вычет функции $z_{22}(s) = \frac{1}{y_{22}(s)}$ в точке $s = -a$. Импеданц $z_1(s)$ легко может быть реализован в виде параллельного соединения резистора R и конденсатора C, величины которых определяем по формулам

$$R = \frac{k}{a};\quad C = \frac{1}{k}.$$

Оставшаяся после реализации $z_1(s)$ функция $y'(s)$ (рис. XI.29) не содержит уже нуля при $s = -a$. Если же функции $y_{22}(s)$ и $y_{12}(s)$ общего нуля не имеют, то вводя на выходе четырехполюсника параллельную ветвь с адмитанцем $y_2(s)$ необходимо сместить несколько нули функции $y_{22}(s)$ и образовать для нее нуль, совпадающий с одним из нулей $y_{12}(s)$. Адмитанц y_2 может быть равен либо положительному числу $y_2 = b$, что соответствует включению на выходе четырехполюсника параллельного шунтирующего резистора $R = \frac{1}{b}$ (рис. XI.30, *а*), либо адмитанца $y_2 = \frac{k_1 s}{s+n}$, что соответствует параллельной ветви в виде последовательного соединения резистора R и конденсатора C (рис. XI.30, *б*), величины которых вычисляем по формулам

$$R = \frac{1}{k_1};\quad C = \frac{k_1}{n}.$$

Оставшаяся после реализации адмитанца y_2 функция $y'(s) = y_{22}(s) - y_2(s)$ представляет собой входной адмитанц четырехполюсника со стороны клемм 3—3' (рис. XI.30), и ее нуль совпадает с одним из нулей $y_{12}(s)$. Далее этот нуль $y'(s)$ реализуется так же, как это было изложено выше (рис. XI.29). При образовании

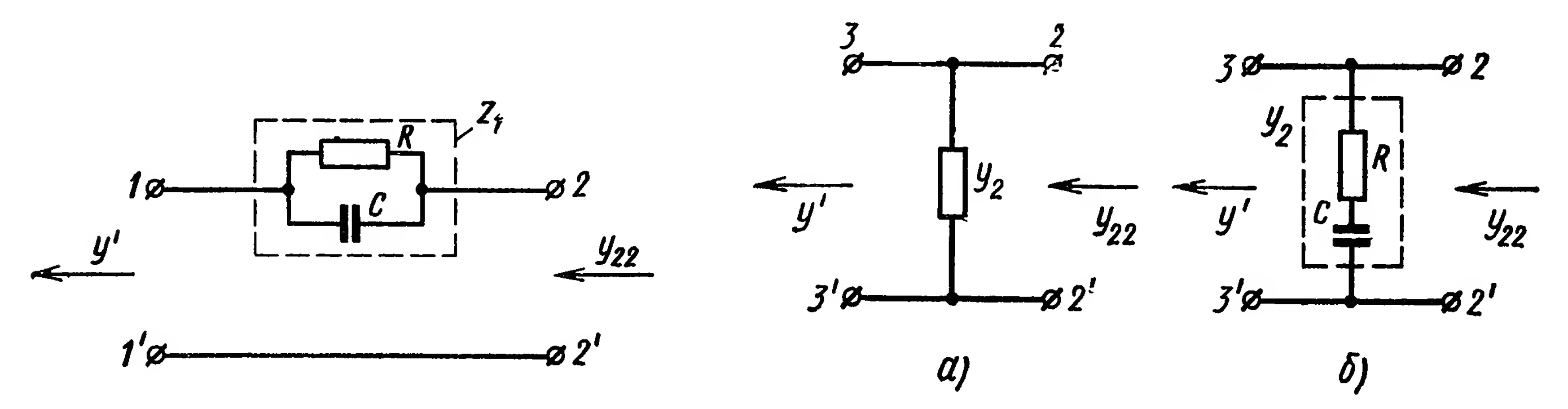


Рис. XI.29. Схема реализации нуля с помощью последовательного звена

Рис. XI.30. Схема смещения нуля для функций y_{22} с помощью адмитанца y_2: *а* — для случая $y_2=b$; *б* — для случая $y_2=\frac{k_1 s}{s+n}$

функции $y'(s)$ нужно помнить, что она должна удовлетворять условиям реализации в виде *RC*-цепи, сформулированным выше.

Таким способом реализуются все нули $y_{22}(s)$, совпадающие с нулями $y_{12}(s)$. Функцию $z^m(s)$, оставшуюся после реализации всех

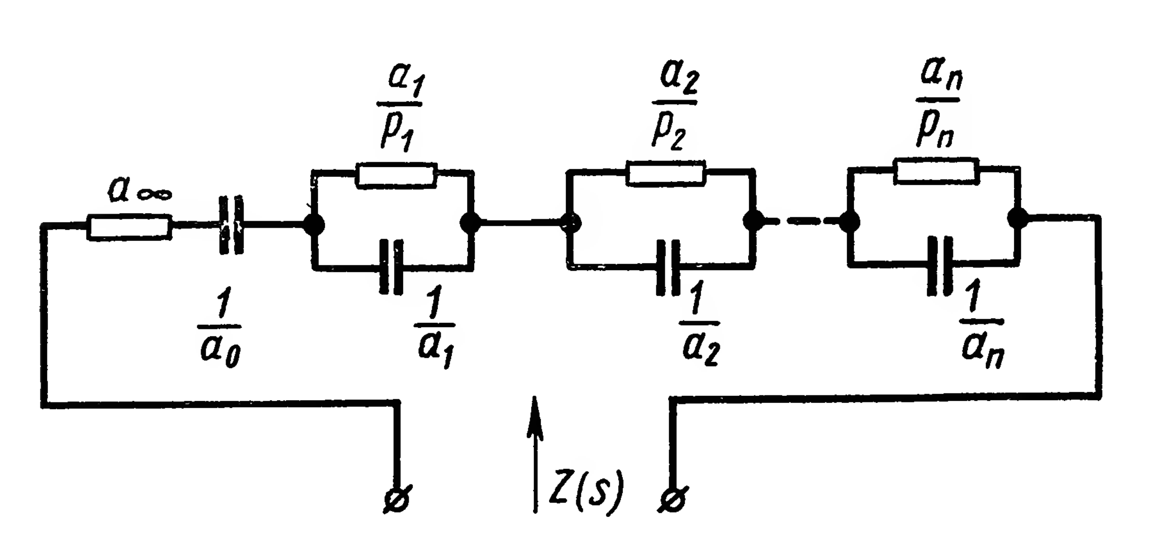


Рис. XI.31. Схема реализации входного импеданца $Z(s)$

нулей $y_{12}(s)$, реализуем одним из известных способов синтеза входного импеданца двухполюсника. Например, можно разложить $z^m(s)$ на простые дроби:

$$z^m(s) = a_\infty + \frac{a_0}{s} + \frac{a_1}{s+p_1} + \ldots + \frac{a_m}{s+p_m}. \qquad \text{(XI.75)}$$

Если $z^m(s)$ удовлетворяет условиям реализуемости цепи RC_i, все коэффициенты a_∞, a_0, a_1, ..., a_m равны действительным положительным числам или нулям и все p_i вещественны и положительны. Соответствующая цепь реализации $z^m(s)$ изображена на рис. XI.31.

Другой способ реализации $z^m(s)$ в виде «лестничной» цепи будет изложен в одном из приведенных ниже числовых примеров. Он состоит в непрерывном разложении $z^m(s)$ на дроби.

Пример XI.2. Пусть дано $Z_{\text{ист}} = 0$; $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ ($R_{\text{н}} \neq \infty$),

$$W(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{s+0{,}5}{s^3+9s^2+23s+15}.$$

Определив корни характеристического уравнения $Q(s) = 0$, получим

$$W(s) = \frac{s+0,5}{(s+1)(s+3)(s+5)}.$$

Выбираем функцию $Q_1(s)$ таким образом, чтобы ее нули чередовались с нулями $Q(s)$, что является критерием разбиения $Q(s)$ на $Q_1(s)$ и $Q_2(s)$:

$$Q_1(s) = \frac{1}{4}(s+2)(s+4)(s+6).$$

Множитель $\frac{1}{4}$ введен для того, чтобы многочлен $Q_2(s) = Q(s) - Q_1(s)$ также имел действительные отрицательные корни:

$$Q_2(s) = \frac{3}{4}(s+0,29)(s+2,81)(s+4,89).$$

Корни уравнений $Q_1(s) = 0$ и $Q_2(s) = 0$ чередуются между собой.

Определим функции y_{12} и y_{22}:

$$y_{22}(s) = \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)} = \frac{3(s+0,29)(s+2,81)(s+4,89)}{(s+2)(s+4)(s+6)};$$

$$y_{12}(s) = \frac{P(s)}{Q_1(s)} = \frac{4(s+0,5)}{(s+2)(s+4)(s+6)}.$$

Будем теперь реализовать функцию y_{22} с помощью такой RC-схемы, которая учитывала бы нули y_{12}.

График y_{22} в функции действительного отрицательного значения σ (рис. XI.32) показывает, что ни один из нулей y_{22} не совпадает с нулями $s_1 = -0,5$; $s_2 = \infty$; $s_3 = \infty$ функции y_{12}.

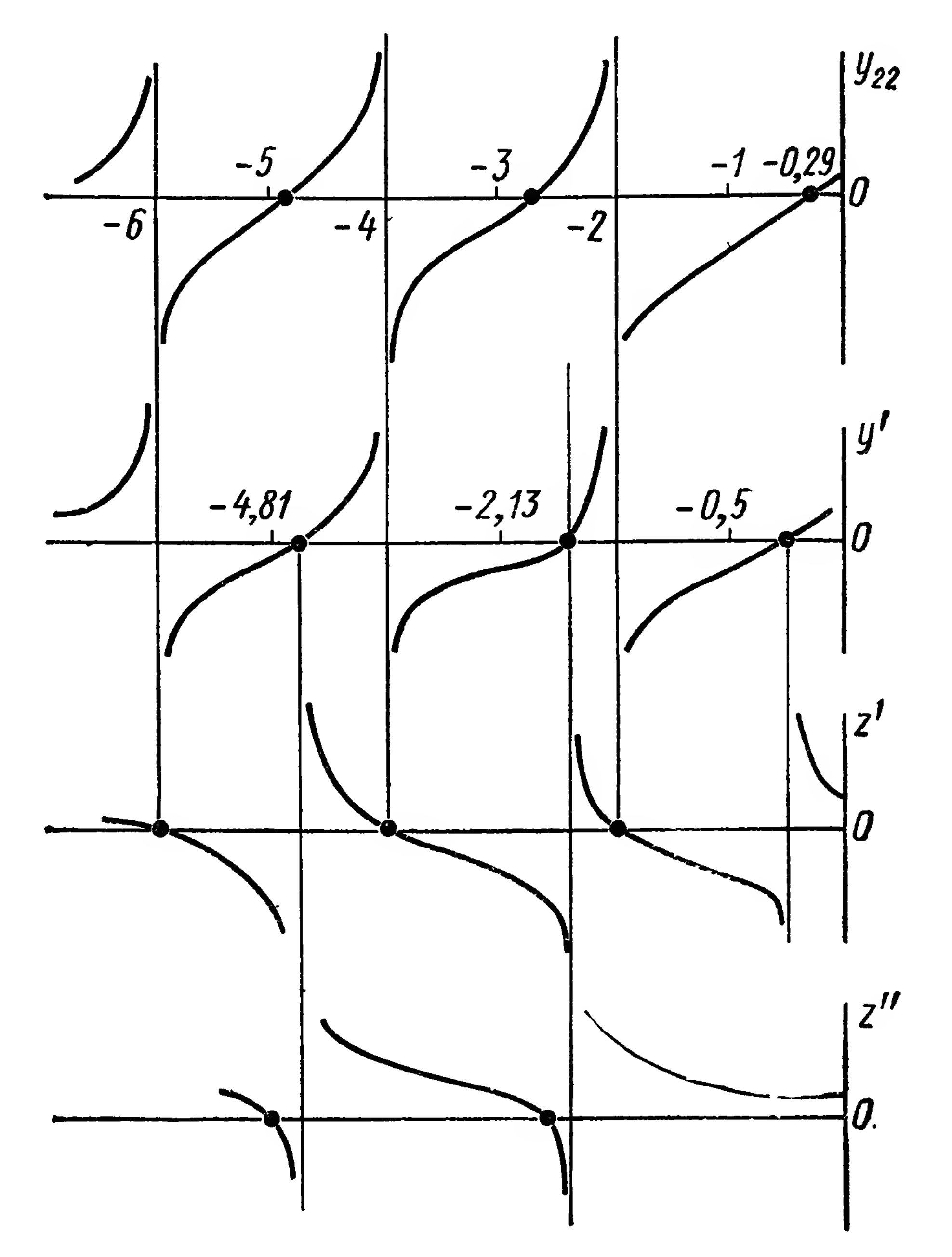


Рис. XI.32. Реализация передаточной функции $W(s) = \frac{s+0,5}{s^3 + 9s^2 + 23s + 15}$

Поэтому при реализации наименьшего по модулю нуля $s = -0,5$ функции y_{12} первым шагом будет образование нуля при $s = -0,5$ для функции y_{22}. Поскольку значение y_{22} при $s = -0,5$ составляет $-0,22$, то образование нуля функции y_{22} в точке $s = -0,5$ путем вычитания из y_{22} положительной постоянной (проводимости) невозможно.

Рассмотрим другой способ образования нуля y_{22} при $s = -0,5$, заключающийся в перемещении нуля y_{22} из точки $s = -0,29$ в точку $s = -0,5$. Он заключается в выделении и реализации некоторой части функции y_{22} при полюсе $s = -2$. Обозначим эту часть y_{22} в виде $y_1 = \frac{ks}{s+2}$. Такой адмитанц реализуется путем последовательного соединения резистора R и емкости C, причем $R = \frac{1}{k}$; $C = \frac{k}{2}$. Найдем значение k, для которого

$$y_{22}\Big|_{s=-0,5} - \left(\frac{ks}{s+2}\right)\Big|_{s=-0,5} = 0,$$

откуда имеем

$$-0{,}22+\frac{k}{3}=0, \quad k=0{,}66.$$

Искомая часть y_{22} будет равна

$$y_1=\frac{0{,}66s}{s+2}.$$

Реализация y_{22} начинается с синтеза на выходе четырехполюсника шунтирующей ветви с резистором $R=\frac{1}{0{,}66}=1{,}52$ и емкостью $C=\frac{0{,}66}{2}=0{,}33$. Оставшаяся функция

$$y'=y_{22}-y_1=\frac{2{,}34\,(s+0{,}5)(s+2{,}13)(s+4{,}81)}{(s+2)\,(s+4)\,(s+6)}$$

содержит нуль при $s=0{,}5$ (рис. XI.32). Рассмотрим далее $z'=\frac{1}{y'}$. Выделим из нее и реализуем часть, соответствующую полюсу $s=-0{,}5$, тем самым будет реализован нуль функции y_{12} при $s=-0{,}5$. Для этого определим вычет функции z' для $s=-0{,}5$. Он оказывается равным 1,76. Затем, вычитая составляющую импеданца $z_2=\frac{1{,}76}{s+0{,}5}$, соответствующую этому полюсу, получим остаток:

$$z''=z'-z_2=\frac{(s+2{,}36)\,(s+5{,}04)}{2{,}34\,(s+2{,}13)\,(s+4{,}81)}.$$

График z'', приведенный на рис. XI.32, показывает, что функция z'' удовлетворяет условиям реализации в виде цепи RC. Все конечные нули y_{12} реализованы.

Двукратный нуль $s=-\infty$ функции y_{12} получается попутно при реализации оставшейся функции z'' в виде «лестничной» цепи. Функция z'' представляет собой дробно рациональную функцию, которую можно представить в виде непрерывной дроби путем последовательного деления: числитель z'' делим на знаменатель и представляем z'' как сумму частного 0,43 и единицы, деленной на обращенный остаток. Те же действия выполняем со стоящим в знаменателе обращенным остатком и т. д., т. е.

$$z''=0{,}43+\cfrac{1}{\cfrac{2{,}34s^2+16{,}3s+24}{0{,}6s+1{,}7}}=0{,}43+\cfrac{1}{3{,}9s+\cfrac{1}{\cfrac{0{,}6s+1{,}7}{9{,}7s+24}}}=$$

$$=0{,}43+\cfrac{1}{3{,}9s+\cfrac{1}{0{,}062+\cfrac{1}{\cfrac{9{,}7s+24}{0{,}2}}}}=0{,}43+\cfrac{1}{3{,}9s+\cfrac{1}{0{,}062+\cfrac{1}{48{,}5s+\cfrac{1}{0{,}835\cdot 10^{-2}}}}}.$$

Функцию $z''(s)$, представленную в виде непрерывной дроби, достаточно просто реализовать при помощи «лестничной» цепи (рис. XI.33). Сначала реализуется импеданц 0,43, затем адмитанц $3{,}9\,s$, далее импеданц 0,062 и адмитанц 48,5. Цепь заканчивается импеданцем $0{,}835\cdot 10^{-2}$. Она содержит два параллельно включенных конденсатора, реализующих двукратный нуль $s=-\infty$.

Замыкая синтезированный четырехполюсник на нагрузочное сопротивление в 1 Ом, получим необходимый четырехполюсник (рис. XI.33, *а*)

Пример XI.3. Рассмотрим более сложную передаточную функцию

$$W(s)=\frac{s^4+70s^3+1400s^2+8000s}{s^4+89s^3+743s^2+1855s+1200}.$$

После определения корней получим

$$W(s)=\frac{P(s)}{Q(s)}=\frac{s\,(s+10)\,(s+20)\,(s+40)}{(s+1)\,(s+3)\,(s+5)\,(s+80)}.$$

Выбираем значение $Q_1(s)$:

$$Q_1(s)=0{,}02(s+2)(s+4)(s+30)(s+100).$$

Полином $Q_2(s)$ будет иметь следующий вид:

$$Q_2(s)=Q(s)-Q_1(s)=0{,}98(s+0{,}68)(s+2{,}85)(s+4{,}82)(s+79{,}6).$$

Затем находим y_{22} и y_{12}:

$$y_{22}=\frac{Q_2(s)}{Q_1(s)}=\frac{49(s+0{,}68)(s+2{,}85)(s+4{,}82)(s+79{,}6)}{(s+2)(s+4)(s+30)(s+100)};$$

$$y_{12}=\frac{P(s)}{Q_1(s)}=\frac{50s(s+10)(s+20)(s+40)}{(s+2)(s+4)(s+30)(s+100)}.$$

Реализуем прежде всего нуль y_{12} при $s=0$. Для перемещения нуля y_{22} из точки $s=-0{,}68$ в точку $s=0$ надо из y_{22} вычесть адмитанц $y_1=y_{22}/_{s=0}$

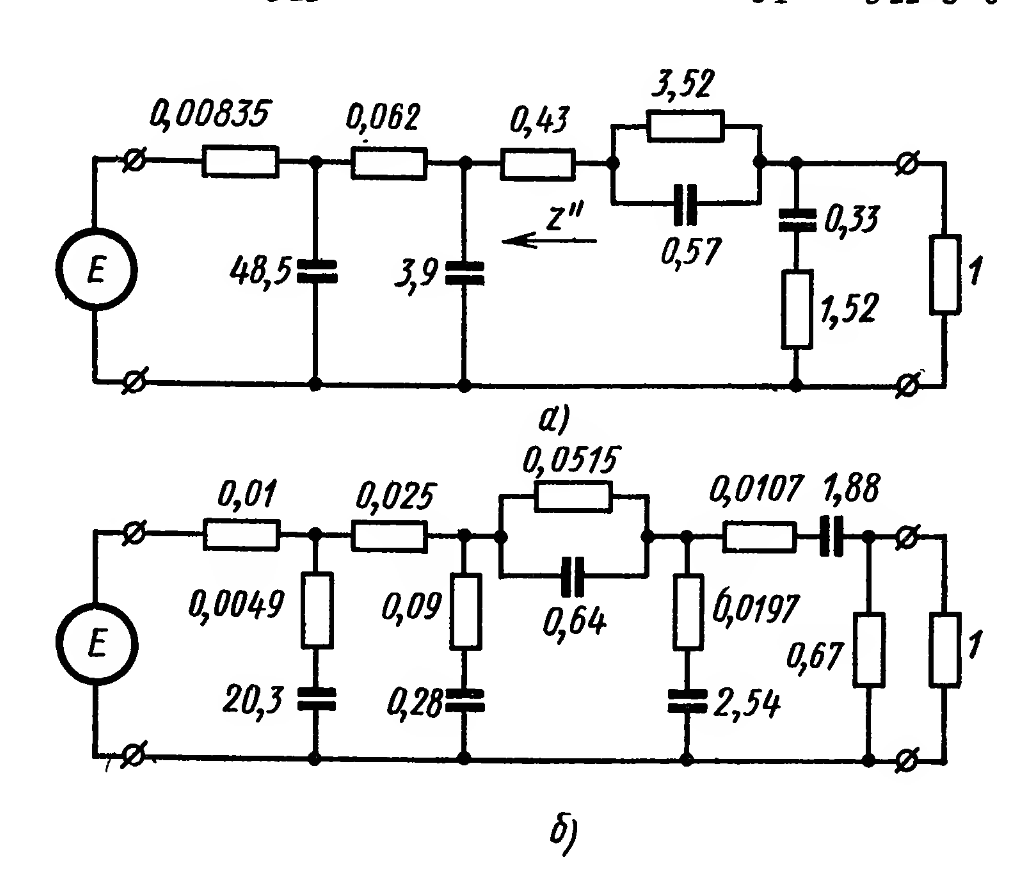


Рис. XI.33. Четырехполюсники с питанием от генератора E:

а — с передаточной функцией $W(s)=\frac{s+0{,}5}{s^3+9s^2+23s+15}$; *б* — с передаточной функцией $W(s)=\frac{s^4+70s^3+1400s^2+800s}{s^4+89s^3+743s^2+1855s+1200}$

Получим $y_1=1{,}5$. Реализация y_{22} начинается с синтеза шунтирующей ветви с резистором $R=\frac{1}{1{,}5}$ и расчета оставшейся функции:

$$y'=y_{22}-y_1=\frac{47{,}5s(s+2{,}75)(s+4{,}4)(s+79{,}3)}{(s+2)(s+4)(s+30)(s+100)}.$$

Выделим из z' полностью полюс $s=0$. Для этого определим вычет z' для $s=0$. Далее вычитаем составляющую импеданца $z_2=\frac{0{,}53}{s}$, соответствующую этому полюсу. Здесь z_2 — импеданц последовательного звена. Остаток определяется по формуле

$$z''=z'-z_2=\frac{(s+3{,}5)(s+13{,}3)(s+94)}{47{,}5(s+2{,}75)(s+4{,}4)(s+79{,}3)}.$$

Простым вычитанием сопротивления $z_3=z''|_{s=-20}=0{,}0107$ можно обеспечить нуль функции z'' в точке $s=-20$, совпадающий с нулем y_{12}. Остаток определим по формуле

$$z'''=z''-z_3=\frac{0{,}491(s+3{,}55)(s+20)(s+112{,}45)}{47{,}5(s+2{,}75)(s+4{,}4)(s+79{,}3)}.$$

Для реализации нуля функции y_{12} в точке $s=-20$ выделим из функции $y'''=\frac{1}{z'''}$ полюс $s=-20$.

Определим сначала вычет y''' для $s=-20$, он равен -1015.

Будем находить адмитанц $y_4=\frac{ks}{s+20}$, реализующий нуль y_{12}. Коэффициент k определим из уравнения

$$-1015-ks\,|_{s=-20}=0, \quad k=50{,}75.$$

Реализовав $y_4=\frac{50{,}75s}{s+20}$ с помощью последовательно соединенного резистора $R=\frac{1}{k}=0{,}0197$ и емкости $C=\frac{k}{20}=2{,}54$, получим остаток

$$y^{IV}=y^{III}-y_4=\frac{22{,}55\,(s+3{,}27)\,(s+30{,}53)}{0{,}491\,(s+3{,}55)\,(s+112{,}45)}.$$

Можно образовать нуль в точке $s=-40$ выделением части полюса при $s=-30{,}53$. В этом случае переместим нуль при $s=-112{,}45$ в точку $s=-40$. Выражение для импеданса будет иметь вид

$$z_5=\frac{k}{s+30{,}53}.$$

Коэффициент k вычисляется из уравнения

$$z^{IV}\,|_{s=-40}-z_5\,|_{s=-40}=0, \qquad k=1{,}58.$$

Реализовав $z_5=\frac{1{,}58}{s+30{,}53}$ получим остаток

$$z^{V}=z^{IV}-z_5=\frac{(s+4{,}07)\,(s+40)}{46\,(s+3{,}27)\,(s+30{,}53)}.$$

Выделим из функции $y^{V}=\frac{1}{z^{V}}$ полностью полюс при $s=-40$. Вычет функции $y=-445$ при $s=-40$. Реализуем адмитанц $y_6=\frac{ks}{s+40}$, где k определим из уравнения

$$-445-ks\,|_{s=-40}=0, \quad k=11{,}13.$$

В результате получим

$$y_6=\frac{11{,}13}{s+40},$$

откуда найдем остаток $y^{VI}=\frac{34{,}87\,(s+3{,}27)}{s+4{,}07}$.

Последний нуль y_{12} при $s=-10$ можно образовать простым вычитанием сопротивления z_7 из функции z^{VI}:

$$z_7=z^{VI}\,|_{s=-10}=0{,}025.$$

Остаток получится равным

$$z^{VII}=z^{VI}-z_7=\frac{0{,}115\,(s+10)}{34{,}87\,(s+3{,}27)}.$$

Обратную величину $y^{VII}=\frac{1}{z^{VII}}$ можно представить следующим образом:

$$y^{VII}=100+\frac{203s}{s+10}.$$

Реализуем функцию $y_8=\frac{203s}{s+10}$ в виде параллельной ветви из резистора $R=0{,}0049$ и емкости $C=20{,}3$. Затем найдем последний резистор $z_9=0{,}01$. Замыкая четырехполюсник, на нагрузочный резистор в 1 Ом, получим требуемый четырёхполюсник, изображенный на рис. XI.33,*б*.

Синтез передаточных функций с комплексными нулями. Выше был описан метод синтеза «лестничных» RC-четырехполюсников для случая отрицательных действительных нулей. Рассмотрим передаточные функции, содержащие комплексные нули. Сохраним только требование отсутствия нулей на вещественной части действительной оси.

Первый этап синтеза состоит также в определении по заданной передаточной функции $W(s)$ функций y_{12} и y_{22}. Так как процесс реализации в случае отрицательных действительных нулей известен, то можно попытаться разложить $y_{12}(s)$ и $y_{22}(s)$ на составляющие, нули которых находились бы на отрицательной части действительной оси. Учитывая последнее, рассмотрим параллельное соединение «лестничных» RC-четырехполюсников, показанное на рис. XI.34.

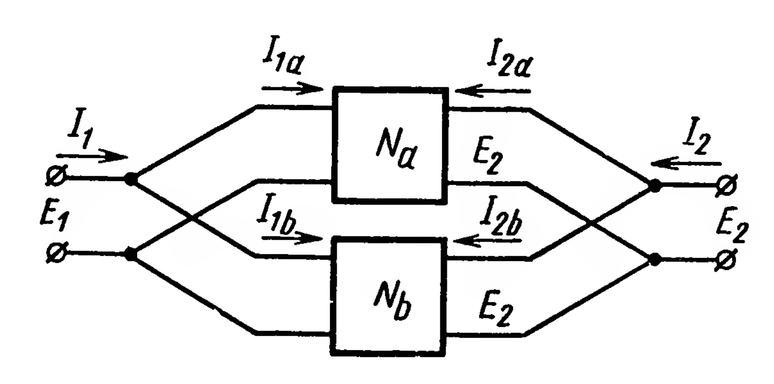


Рис. XI.34. Параллельное соединение четырехполюсников

Очевидно, в случае параллельного соединения результирующая функция $y_{22}(s)$ равна сумме функций y_{22} отдельных четырехполюсников; то же относится и к функциям $y_{12}(s)$. Пусть

$$y_{22}(s) = \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)}$$

и

$$y_{12}(s) = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots + a_n s^n}{Q_1(s)}. \qquad \text{(XI.76)}$$

Запишем $y_{12}(s)$ в виде суммы более простых функций:

$$y_{12}(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{Q_1(s)} + \frac{a_2 s^2 + a_3 s^3}{Q_1(s)} + \ldots + \frac{a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n}{Q_1(s)}. \qquad \text{(XI.77)}$$

Числитель последнего члена содержит одну или две составляющие в зависимости от того, является n четным или нечетным. Каждую отдельную составляющую функции y_{12} теперь можно реализовать вместе с заданной y_{22} в виде «лестничного» RC-четырехполюсника, так как нули передачи целиком лежат на отрицательной части действительной оси, включая начала координат и бесконечность. Таким образом, синтезируются $\frac{n+1}{2}$ $\left(\text{или } \frac{n+2}{2}\right.$ при четном $\left.n\right)$ звеньев. Желаемые функции y_{12} и y_{22} реализуются путем параллельного соединения этих звеньев.

Представим $y_{12}(s)$ в виде

$$y_{12} = L_a y_{12a} + L_b y_{12b} + \ldots + L_к y_{12к}, \qquad \text{(XI.78)}$$

где $к = \frac{n+1}{2}$ или $\frac{n+2}{2}$ и L_a, L_b, $\cdots$, $L_к$ — коэффициенты передачи отдельных составляющих y_{12}. Предполагается, что коэффициенты передачи самих y_{12j} равны единице.

При реализации составляющих звеньев мы не имеем возможности контролировать величины коэффициентов передачи B_j. Они, без сомнения, будут отличаться от L_j. Поэтому если соединить отдельные «лестничные» цепи параллельно, то результирующая y_{12} будет отлична от исходной.

Изменим полученные функции y_{12j} каждой j-й цепи в $q\frac{L_j}{B_j}$ раз, где q еще не известен. Результирующая функция y'_{12}, построенная по заданной y_{12}, имеет вид

$$y'_{12}=\frac{qL_a}{B_a}y'_{12a}+\frac{qL_b}{B_b}y'_{12b}+\ldots+\frac{qL_к}{B_к}y'_{12к}=qy_{12}. \qquad (XI.79)$$

Изменения в функциях y_{12j} приведут к изменению y_{22}. Результирующая функция y'_{22} построенной цепи:

$$y'_{22}=\frac{qL_a}{B_a}y_{22}+\frac{qL_b}{B_b}y_{22}+\ldots+\frac{qL_к}{B_к}y_{22}=q\left(\frac{L_a}{B_a}+\frac{L_b}{B_b}+\ldots+\frac{L_к}{B_к}\right)y_{22}. \qquad (XI.80)$$

Для того чтобы полученная функция y'_{22} была равна заданной y_{22}, должно выполняться условие

$$\frac{1}{q}=\frac{L_a}{B_a}+\frac{L_b}{B_b}+\ldots+\frac{L_к}{B_к}. \qquad (XI.81)$$

Итак, для построения параллельного «лестничного» RC-четырехполюсника необходимо выполнить следующие операции:

записать числитель заданной функции y_{12} в виде суммы слагаемых, каждое из которых имеет нули только на отрицательной части действительной оси;

построить по заданной функции y_{22} составляющие «лестничные» RC-цепи, каждая из которых реализует нули одной из составляющих функций y_{12};

найти коэффициент передачи B_j каждой RC-цепи; вычислить значение q по формуле (XI.81);

изменить передаточный адмитанц j-й цепи в $q\frac{L_j}{B_j}$ раз;

соединить отдельные RC-цепи параллельно на входе и выходе.

Пример XI.4. Пусть задана передаточная функция вида

$$W(s)=\frac{P(s)}{Q(s)}=\frac{s^2+2s+2}{3s^2+9s+5}.$$

Определим $Q_1(s)$ как $Q_1(s)=(s+1)(s+3)$, тогда

$$Q_2(s)=Q(s)-Q_1(s)=(2s+1)(s+2).$$

Функции y_{12} и y_{22} примут вид

$$y_{12}=\frac{s^2+2s+2}{(s+1)(s+3)};$$

$$y_{22}=\frac{(2s+1)(s+2)}{(s+1)(s+3)}.$$

Разложим числитель y_{12} на два полинома, каждый из которых имеет нули только на отрицательной части действенной оси:

$$s^2+2s+2=[s(s+1)]+(s+2),$$

на основании которого две составляющие функции y_{12} равны соответственно:

$$y_{12a}=\frac{s}{s+3};$$

$$y_{12b}=\frac{s+2}{(s+1)(s+3)}.$$

Построим сначала RC-цепь для y_{12a} и y_{22}. Выделим полностью полюс $s=-1$ функции y_{22}:

$$y_{22}=\frac{0{,}5s}{s+1}+\frac{3s+4}{2(s+3)}.$$

Реализовав $y_1=\frac{0{,}5s}{s+1}$ в виде шунтирующей цепи из последовательно соединенных резистора $R=2$ и емкости $C=0{,}5$, получим остаток

$$y'=y_{22}-y_1=\frac{3s+4}{2(s+3)}.$$

Поскольку y_{12a} имеет нуль в начале координат, надо сместить в эту точку нуль y' путем реализации $y_2=2/3$:

$$y''=y'-y_2=\frac{5s}{6(s+3)}.$$

Полюс $z''=\frac{1}{y''}=\frac{18}{5s}+\frac{6}{5}$ в начале координат реализуется затем как последовательная емкость, а остающаяся функция — как активное сопротивление. Принципиальная схема изображена на рис. XI.35, *а*.

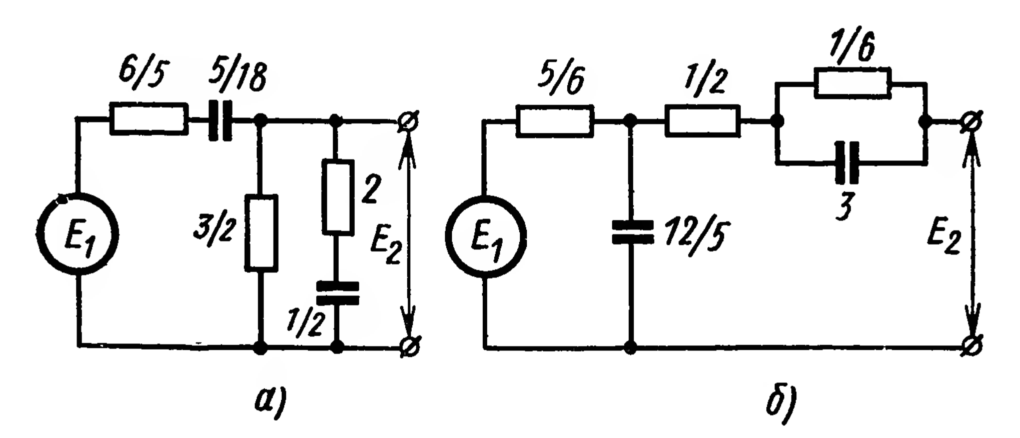


Рис. XI.35. Реализация передаточной функции $W(s)=\frac{s^2+2s+2}{3s^2+9s+5}$ с помощью двух схем четырехполюсника

Теперь реализуем цепь с y_{12b} и y_{22}. При этом y_{22} содержит нуль при $s=-2$, который является одним из нулей y_{12b}. Реализуем его в первую очередь. Для этого представим:

$$z_{22}=\frac{1}{y_{22}}=\frac{1}{3(s+2)}+\frac{s+\frac{4}{3}}{2s+1}.$$

Реализовав $z_3=\frac{1}{3(s+2)}$, получим остаток

$$z'''=z_{22}-z_3=\frac{s+\frac{4}{3}}{2s+1}.$$

Другой нуль y_{12b} находится в бесконечности. Поэтому вычтем из z''' его значение при $s=\infty$, равное $^1/_2$. Реализовав $z_4=0{,}5$, получим остаток

$$z^{IV}=z^{III}-z_4=\frac{5}{6(2s+1)}.$$

Функция $y^{IV} = \frac{1}{z^{IV}} = \frac{12s}{5} + \frac{6}{5}$ представляется в виде шунтирующей емкости $C = \frac{12}{5}$ и последовательного резистора $R = {}^5/_6$. Принципиальная схема изображена на рис. XI.35, *б*.

В заключение вычислим коэффициенты передачи B_a и B_b непосредственно из схем рис. XI.35, *а* и *б*. Устремляя частоту соответственно к бесконечности

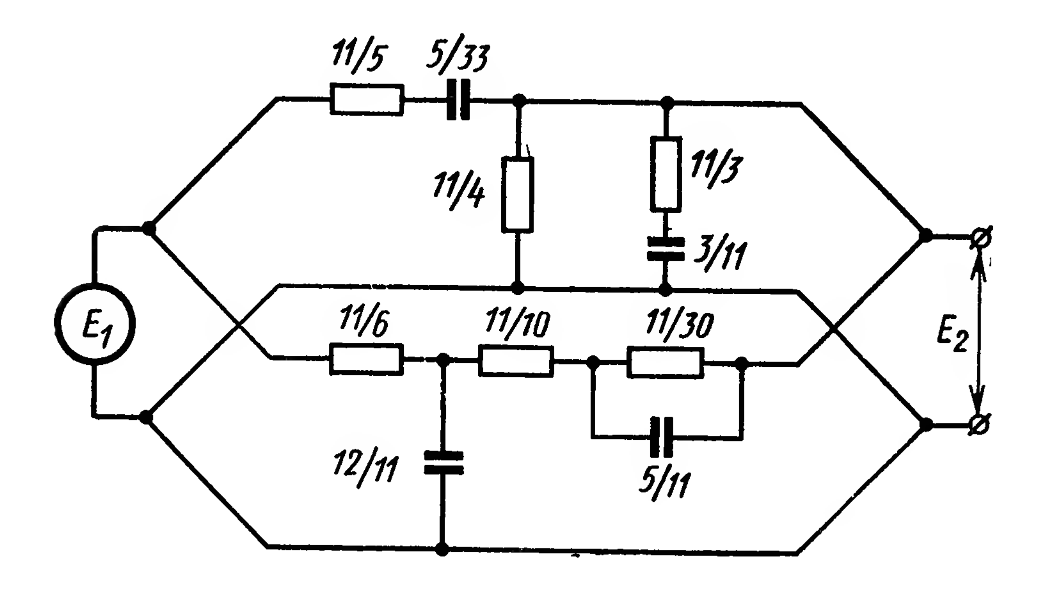


Рис. XI.36. Параллельное соединение двух четырехполюсников, реализующих передаточную функцию $W(s) = \frac{s^2+2s+2}{3s^2+9s+5}$

и нулю, находим $B_a = {}^5/_6$ и $B_b = 1$. Из выражений для y_{12a} и y_{12b} определим $L_a = 1$ (при нулевой частоте) и $L_b = 1$ (при бесконечной частоте). Используя уравнение (XI.81), находим

$$q = \frac{1}{1 + \frac{6}{5}} = \frac{5}{11}.$$

Следовательно, полученная функция y'_{12a} должна быть изменена в $\frac{qL_a}{B_a} = \frac{6}{11}$ раз, для чего необходимо в цепи, приведенной на рис. XI.35 *а*, умножить все емкости на $\frac{6}{11}$, а все резисторы разделить на этот коэффициент. Построенную функцию y'_{12b} необходимо изменить в $\frac{qL_b}{B_b} = \frac{5}{11}$ раз. Результирующая *RC*-цепь приведена на рис. XI.36.

5. НЕЛИНЕЙНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

В последнее время нелинейные корректирующие устройства широко используются в системах автоматического регулирования и управления. Правильный выбор типа и параметров корректирующих устройств позволяет синтезировать оптимальные законы управления, которые обеспечивают высокую точность и качество работы системы.

Во многих практических задачах за критерий, оценивающий работу системы, принимается время протекания переходного процесса. При его минимальном значении синтезируемые системы оптимальны по быстродействию.

Реализация законов управления осуществляется или на аналоговых нелинейных элементах или цифровых вычислительных машинах. В первом случае нелинейные элементы без исполнительного устройства принято относить к непрерывным корректирующим цепям, во

втором случае — к управляющим программам (цифровые корректирующие устройства).

Математической основой синтеза оптимальных законов являются принцип максимума Понтрягина и метод динамического программирования Беллмана [4]. Однако при практическом применении обоих методов проектировщик сталкивается с большими математическими трудностями, усложняющими решение многих задач синтеза.

В настоящее время удается решить задачи синтеза лишь для узкого класса систем. Основными препятствиями к этому являются: порядок дифференциальных уравнений, описывающих поведение объекта управления; ограничения на фазовые координаты; виды возмущающих воздействий; наличие ряда нелинейностей в реальных системах и т. п.

В этом параграфе рассматриваются способы получения и реализации нелинейных корректирующих устройств. Эти способы обеспечивают реализацию оптимальных по быстродействию систем регулирования и управления. Для решения этой задачи будем считать, что объект управления описывается дифференциальным уравнением в виде

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}, t).$$

Здесь $\boldsymbol{x}(t)$ — вектор состояния; $\boldsymbol{u}(t)$ — вектор управления; $f(\boldsymbol{x}\ \ \boldsymbol{u},\ t)$ — вектор обобщенной силы, действующей в области

$$N = \{\boldsymbol{x},\ \boldsymbol{u} : \boldsymbol{R}(\boldsymbol{x},\ \boldsymbol{u},\ t) \geqslant 0;\ \boldsymbol{R}[R_1,\ \ldots,\ R_n]\}$$

и интервала времени $t \in [t_i,\ t_j]$. Определим также функционал

$$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x},\ \boldsymbol{u},\ t) = \boldsymbol{K}(\boldsymbol{x},\ t) + \int_{t_i}^{t} \boldsymbol{L}(\boldsymbol{x},\ \boldsymbol{u},\ \tau)\, d\tau,$$

оценивающий качество работы системы и граничные условия

$$\boldsymbol{q}(\boldsymbol{x}(t_i),\ \boldsymbol{x}(t_j),\ t_i,\ t_j) = 0.$$

Решение задачи управления состоит в определении таких $\boldsymbol{x}(t)$ и $\boldsymbol{u}(t)$ среди допустимых значений $\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u} \in N$, для которых функционал $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x},\ \boldsymbol{u},\ t)$ — принимает минимальное значение и удовлетворяются граничные условия.

Очевидно, что наряду с решением оптимальной задачи необходимо также указать пути реализации полученных оптимальных законов управления.

Если управление определяется в виде функции вектора состояния $\boldsymbol{u}(\boldsymbol{x})$, то принято считать, что задача синтеза решается в пространстве состояний, а устройство, формирующее оптимальное управление, представляет собой оптимальный регулятор (нелинейное корректирующее устройство).

Если говорить о методах решения оптимальной задачи управления, то необходимо отметить, что наибольшее распространение получили методы, основанные на математическом аппарате принципа

максимума Понтрягина. Это объясняется тем, что принцип максимума, являющийся логическим продолжением классических вариационных методов, содержит более общие принципы проектирования оптимальных автоматических систем.

При использовании принципа максимума Понтрягина [11] экстремальные управления и траектории должны удовлетворять следующим условиям:

1) канонической системе дифференциальных уравнений

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{x}} H(\boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}, t);$$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\lambda}} H(\boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}, t),$$

где гамильтониан системы

$$H = -L(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}) + \boldsymbol{\lambda}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}, t);$$

2) условию максимизации гамильтониана по управлению;

3) граничным условиям и условиям трансверсальности.

Рассмотрим задачу синтеза оптимальных корректирующих устройств при линейном объекте

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{b}u,$$

когда на управление наложены ограничения типа неравенства. В нашем случае принято, что управление является скалярной функцией, из области

$$U = \{u(t) : |u| \leq 1\}.$$

При условии, что исходная задача нормальна, использование необходимых условий принципа максимума приводит к оптимальному управлению вида

$$u(t) = \operatorname{sign} \boldsymbol{\lambda}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{b},$$

а оптимальные траектории определяются, как решение следующей системы дифференциальных уравнений

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{b} \operatorname{sign} \boldsymbol{\lambda}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{b};$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\lambda}$$

при граничных условиях

$$\boldsymbol{x}(t_0) = \boldsymbol{x};$$

$$\boldsymbol{x}(t_{\text{опт}}) = 0.$$

В том случае, когда систему дифференциальных уравнений удается разрешить относительно переменной $\boldsymbol{\lambda} = \boldsymbol{\lambda}(\boldsymbol{x}, t)$, оптимальное управление становится функцией координат системы, а структурная схема оптимальной системы управления принимает вид, показанный на рис. XI.37.

Как видно из структуры оптимального корректирующего устройства, его реализацию необходимо осуществлять в классе нелинейных

цепей. Высокая сложность синтезируемых оптимальных законов приводит к необходимости их упрощения или реализации в виде оптимальной управляющей программы на ЦВМ. В последнем случае очень важным вопросом является выбор такта счета на ЦВМ, так как величина такта в значительной степени определяет влияние ошибок дискретизации на точность работы системы управления.

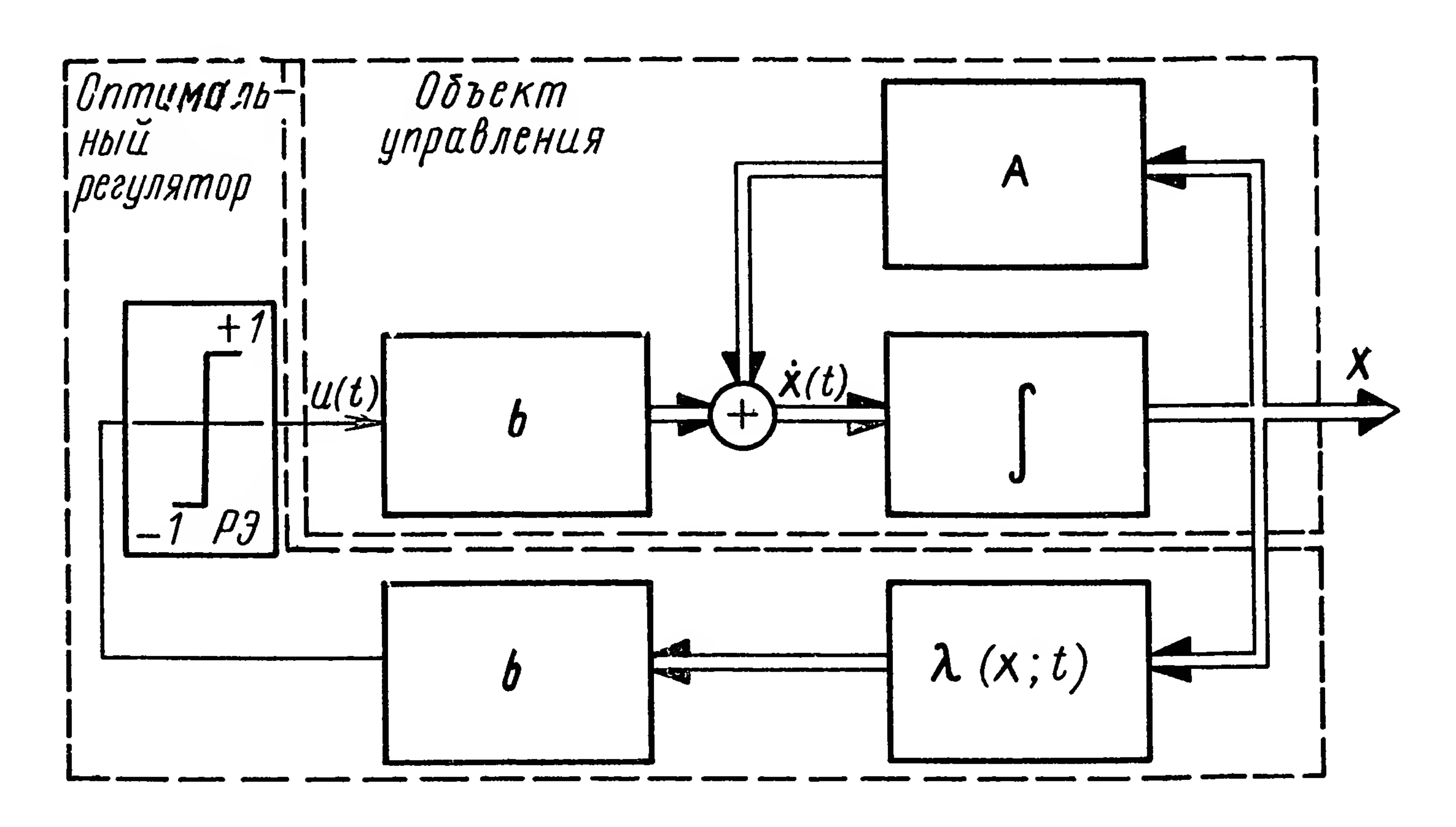


Рис. XI.37. Блок-схема оптимальной системы управления

Рассмотрим примеры построения и реализации оптимальных законов управления для объектов, передаточная функция которых имеет вид

$$W_{об}(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{P(s)}{Q(s)}. \qquad (XI.82)$$

Для управления такими объектами нелинейное корректирующее устройство должно реализовать функции вида

$$F = F(x_1, x_2, \ldots, x_n, u, T_i, k_j), \qquad (XI.83)$$

где T_i и k_j — коэффициенты полиномов P и Q;
$x_1, x_2, \ldots, x_n$ — фазовые координаты объекта.

В случае, когда порядок полиномов передаточной функции объекта не превышает двух, синтез нелинейного корректирующего устройства сводится к нахождению уравнения линии переключения на плоскости $(x, \dot{x})$, т. е. реализуется уравнение

$$x = f(\dot{x}, T_i, k_j)$$

и закон управления имеет вид

$$\delta = x + f(\dot{x}, T_i, k_j).$$

Например, для объекта, описываемого дифференциальным уравнением

$$\ddot{x} = ku,$$

уравнение линии переключения будет

$$x = -\frac{\dot{x}\,|\dot{x}|}{2k}$$

и закон управления

$$\delta = x + \frac{\dot{x}\,|\dot{x}|}{2k}, \quad u = -\operatorname{sign}\delta.$$

Корректирующее устройство должно выполнять нелинейную операцию перемножения фазовых координат и умножение на постоянный коэффициент, зависящий от параметров объекта.

Если уравнение объекта

$$T\ddot{x} + \dot{x} = ku, \quad |u| = 1,$$

то закон управления оптимальной по быстродействию системы будет

$$\delta = x + \operatorname{sign}\dot{x}T\left[k\ln\left(1 + \frac{|\dot{x}|}{k}\right) - \dot{x}\right]. \qquad (XI.84)$$

Нелинейное корректирующее устройство, реализующее второе слагаемое выражения (XI.84), в этом случае более сложно, так как для его реализации необходимо иметь функциональный преобразователь, воспроизводящий логарифмическую зависимость.

Общей чертой нелинейных корректирующих устройств систем оптимального управления является зависимость их параметров от параметров объекта управления. При изменении коэффициентов передаточной функции объекта необходимо перестраивать нелинейные зависимости. В принципе это возможно, если коэффициенты T_i, k_j переменны, но известны их зависимости от какого-либо внешнего параметра процесса управления. Схема управления в результате перестройки значительно усложняется.

В частном случае, когда параметры объекта изменяются, оставаясь постоянными в ходе отдельного процесса, применение нелинейных корректирующих устройств позволяет реализовать оптимальное или квазиоптимальное управление без перестройки нелинейных зависимостей. Для объектов управления не выше второго порядка такая задача решается, если исходя из основных положений теорий оптимального управления, можно построить на фазовой плоскости такую линию переключения, форма которой определяется видом уравнения объекта, а размеры — коэффициентами этого уравнения. Уравнения линии переключения представим в виде

$$x = \varphi(\dot{x},\ y_i),$$

где y_i — дополнительные фазовые координаты, связанные с основными через параметры уравнения объекта.

В этом случае нелинейное корректирующее устройство должно реализовать функцию $\varphi(\dot{x},\ y_i)$.

Покажем на конкретных примерах, как можно использовать дополнительные фазовые координаты в сочетании с нелинейными

корректирующими устройствами для синтеза оптимальных законов управления.

Пример XI.5. Пусть уравнение объекта управления

$$T\ddot{x}+\dot{x}=ku. \qquad \text{(XI.85)}$$

Оптимальное по быстродействию управление

$$u=\operatorname{sign} F;$$
$$F=x-\operatorname{sign}\dot{x}T\left[k\,|\,u\,|\,\ln\left(1+\frac{\dot{x}}{k|u|}\right)-\dot{x}\right]. \qquad \text{(XI.86)}$$

Нелинейную функцию F можно достаточно точно аппроксимировать параболой

$$x=-\mu\frac{T}{2k\,|\,u\,|}\dot{x}\,|\,\dot{x}\,|, \qquad \text{(XI.87)}$$

которую представим в виде

$$x=-k_1\,|\,\dot{x}\,|\,y_0,$$

где $k_1=\mu\frac{1}{k\,|\,u\,|}$; $y_0=\frac{T}{k}\dot{x}$.

Координата состояния y_0 является в рассматриваемом случае дополнительной фазовой координатой. Для ее получения используем уравнение объекта, разделив обе его части на k, т. е.

$$\frac{T}{k}\ddot{x}+\frac{1}{k}\dot{x}=u.$$

Откуда

$$y_0=\frac{T}{k}\dot{x}=\int\limits_0^t\left(u-\frac{1}{k}\dot{x}\right)dt \quad \text{при } \dot{x}\,(0)=0.$$

Величина $y_1=\frac{1}{k}\dot{x}$ является второй дополнительной фазовой координатой, используемой в корректирующем устройстве. Для ее получения в схему вводится модель инерционного звена объекта с коэффициентом усиления равным 1 (рис. XI.38, *а*).

Управление $u=\operatorname{sign}\,(x-k_1\,|\,\dot{x}\,|\,y_0)$ является квазиоптимальным по быстродействию при аппроксимации функции (XI.86) параболой (XI.87) при любых T и k.

Реализация модели инерционного звена объекта управления в общем случае требует решения дополнительной задачи идентификации объекта, когда T и k переменны. Если значения коэффициента T в каждом процессе известны, то модель легко перестраивается, будучи реализованной на обычном операционном усилителе. Однако во многих случаях параметр T известен лишь диапазоном своего изменения. Тогда можно использовать модель с постоянной времени $T_м$, равной некоторому среднему значению диапазона изменения T.

Уравнение изменения координаты y_1

$$T_м\dot{y}_1+y_1=u.$$

На первом интервале оптимального управления координаты $\dot{x}$ и y_1 изменяются по экспонентам

$$\dot{x}\,(t)=ku\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right);$$
$$y_1\,(t)=u\,\left(1-e^{-t/T_м}\right).$$

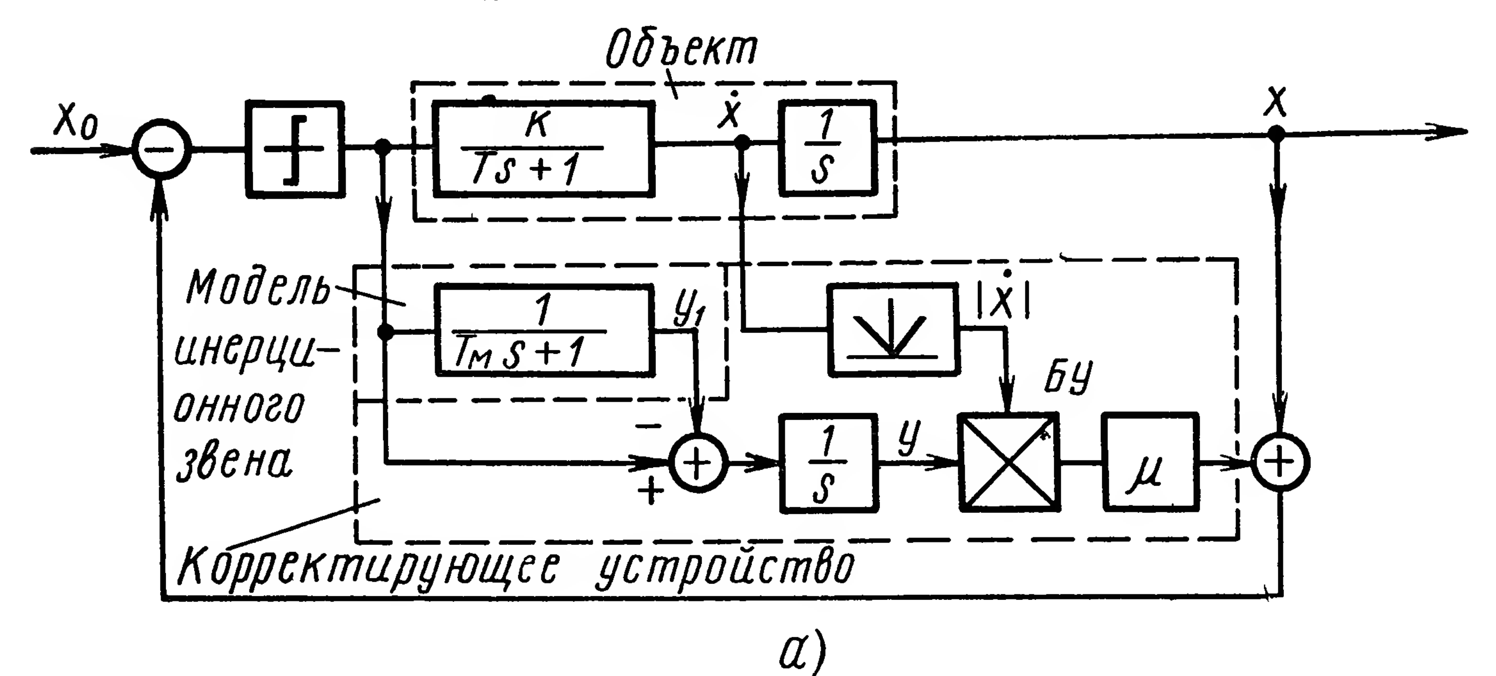
Используя разложения в степенной ряд, получим приближенно

$$\dot{x}=ku\frac{t}{T+t};\quad y_1=u\frac{t}{T_м+t}.$$

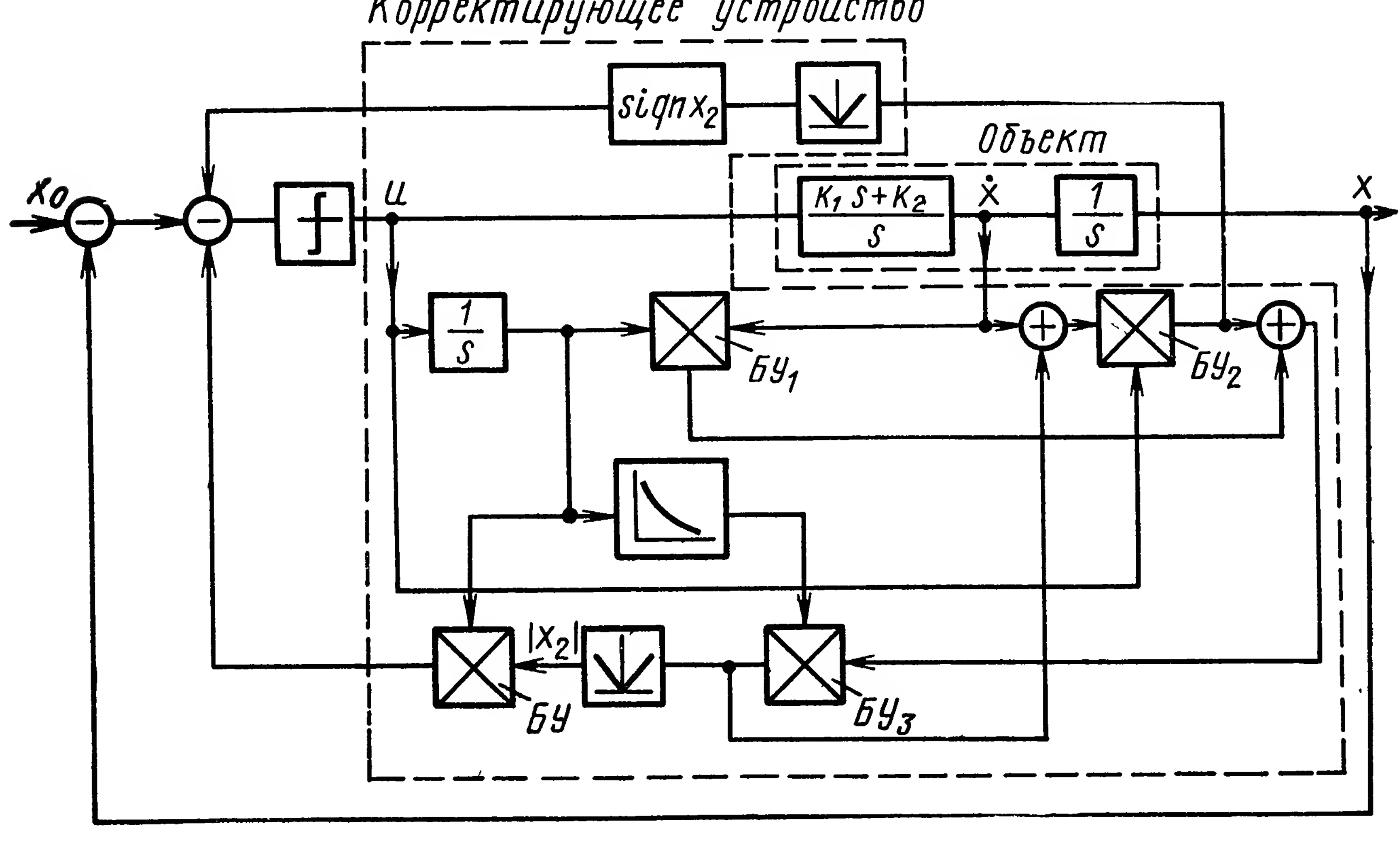
Справедливо предположить, что постановка задачи об оптимальном быстродействии целесообразна при больших начальных ошибках системы и, следовательно, достаточно длительных временах процесса, когда

$$t \gg T, \quad t \gg T_м.$$

Тогда равенство $y_1 = \frac{\dot{x}}{k}$ выполняется достаточно точно. Эксперимент показывает,



а)



б)

Рис. XI.38. Структурные схемы оптимальных систем управления с объектами:

а — апериодическое звено с интегратором

$$W(s) = \frac{k}{s(Ts+1)};$$

б — форсирующее звено с двумя интеграторами

$$W(s) = \frac{k_1 s + k_2}{s^2}$$

что при $T_м = 0{,}8\ T_{max}$ процессы в системе практически оптимальны при таких начальных ошибках, когда переходный процесс в модели заканчивается на первом интервале управления.

Структурная схема синтезированной с помощью нелинейного корректирующего устройства системы управления показана на рис. XI.38, *а*.

Пример XI.6. Пусть уравнение объекта

$$\ddot{x} = k_1\dot{u} + k_2 u. \quad \text{(XI.88)}$$

Его передаточная функция имеет нуль (положительный). Уравнение (XI.88) заменим эквивалентной системой

$$\left.\begin{aligned} \dot{x}_1 &= k_1 u + x_2; \\ \dot{x}_2 &= k_2 u, \end{aligned}\right\} \quad \text{(XI.89)}$$

где $x_1 = x$.

Уравнение линии переключения оптимальной системы управления будет иметь вид

$$x_1 = \frac{x_2 \mid x_2 \mid - 2k_1 x_2}{2k_2}. \quad \text{(XI.90)}$$

Корректирующее устройство должно реализовать правую часть выражения (XI.90). Для этого необходимо иметь следующие фазовые координаты:

$$x; \; x_2; \; y_0 = \frac{x_2}{k_2}; \quad y_1 = \frac{k_1}{k_2} x_2.$$

Координата x является выходом объекта управления и, очевидно, может быть измерена. Координата y_0 получается интегрированием управляющего воздействия.

Чтобы получить координату x_2, используем первое уравнение системы (XI.89), умножив обе его части на y_0.

Так как $x = x_1$, то $\dot{x} = \dot{x}_1$, тогда

$$\frac{\dot{x}_1 x_2}{k_2} = \frac{k_1}{k_2} x_2 u + \frac{x_2 x_2}{k_2}.$$

Поскольку предполагается $\mid u \mid = 1$, то величина $k_1 u$ при введении соответствующего масштабирования эквивалентна коэффициенту k_1. Тогда

$$y_1 = \frac{k_1}{k_2} x_2 = \left| \frac{k_1}{k_2} x_2 u \right| \operatorname{sign} x_2.$$

Введя в схему нелинейный функциональный преобразователь $f = \frac{1}{y_0}$, получим координату x_2.

Структурная схема системы управления для этого случая приведена на рис. XI.38, *б*.

При использовании нелинейных корректирующих устройств оказывается возможным в ряде случаев синтезировать систему управления, когда она описывается дифференциальными уравнениями третьего порядка. Такой случай возникает, если необходимо учитывать инерционность исполнительных органов управления, описываемых уравнением

$$T_1\dot{\delta} + \delta = u. \quad \text{(XI.91)}$$

Целесообразно попытаться управлять такой системой (рис. XI.39), используя только две фазовые координаты (x, $\dot{x}$), которые легко измеряются, а учет динамики управляющего воздействия δ осуществить коррекцией положения линии переключения на плоскости (x, $\dot{x}$).

В большинстве реальных систем объект управления более инерционен, чем органы управления ($T \gg T_1$). Тогда, корректируя положение линии переключения на плоскости (x, $\dot{x}$) посредством сигналов $\xi = f(\delta)$, можно поместить ее в области скользящих режимов относительно линии переключения для объекта с безынерционным управ-

лением; эту линию переключения будем называть основной. Допустим, что ее уравнение

$$x = f(\dot{x},\ T_i,\ k_j) \qquad (XI.92)$$

и при $x = \dot{x} = 0$ она проходит через начало координат.

Компенсацию динамического запаздывания в переключении управления можно осуществить построением дополнительной линии переключения, положение которой зависит как от x и $\dot{x}$, так и от δ.

Можно построить эту дополнительную линию двумя способами.

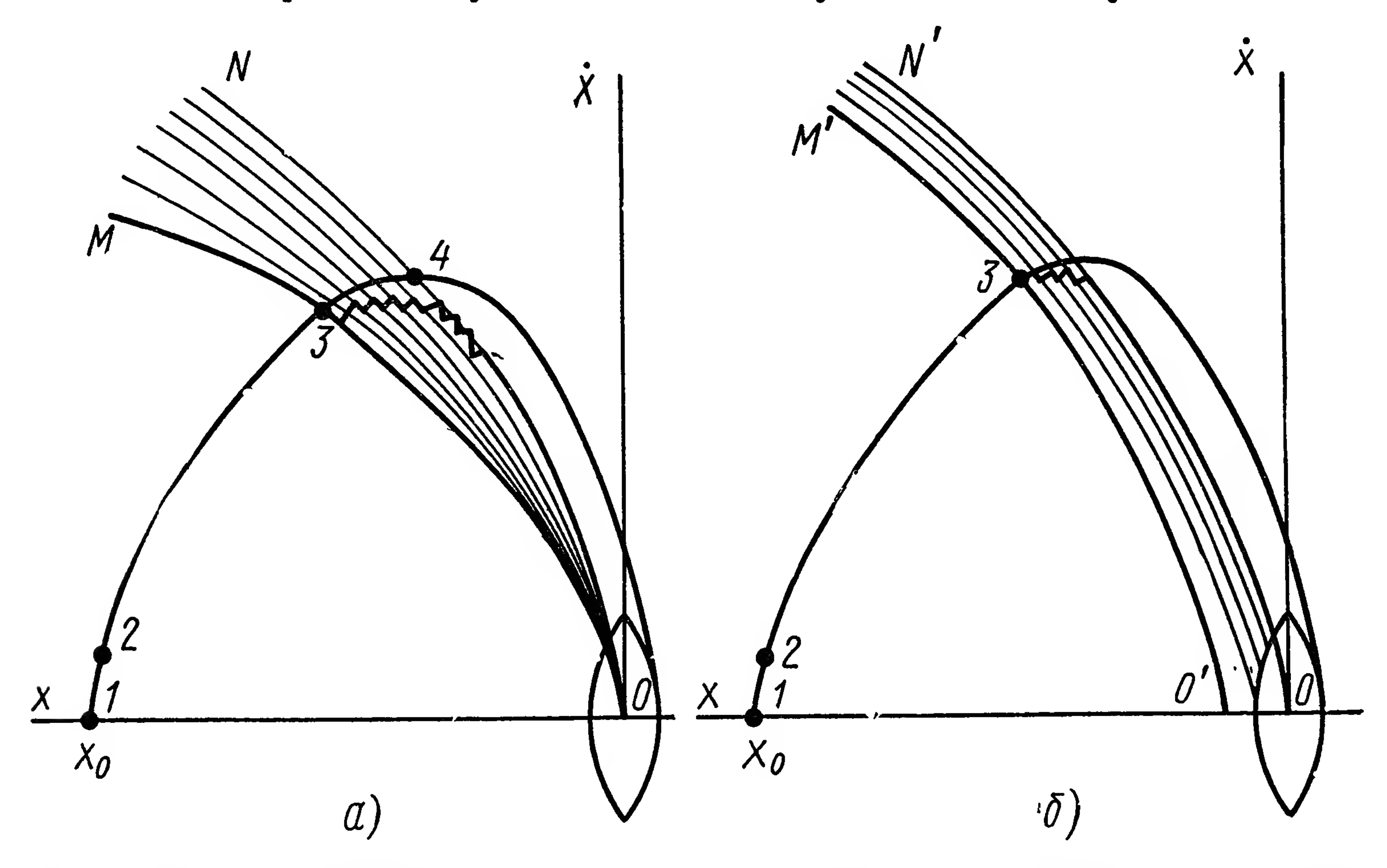


Рис. XI.39. Формирование линий переключения оптимальных систем управления:

а — с поворотом; *б* — со смещением.

Первый способ заключается в том, что функция $\varphi(\delta)$ используется для изменения наклона основной линии (XI.92) так, чтобы при $\delta = \delta_{max}$ она располагалась в области скользящих режимов.

Уравнение линии переключения принимает вид

$$x = f(\dot{x},\ T_i,\ k_j)\,\varphi(\delta). \qquad (XI.93)$$

Второй способ состоит в том, что линия переключения (XI.92) смещается относительно начала координат фазовой плоскости. Функция $\psi(\delta)$ в этом случае является эквивалентом ошибки по выходной координате x и сдвигает основную линию переключения в направлении, противоположном движению фазовой точки на первом интервале управления.

Уравнение линии переключения принимает вид

$$x = f(\dot{x},\ T_i,\ k_j) + \psi(\delta). \qquad (XI.94)$$

Физическая сущность процессов управления с использованием линий переключения, описываемых функциями (XI.93) и (XI.94) очевидна из рис. XI.39, *а* и *б*. При больших начальных рассогласо-

ваниях по координате x управляющее воздействие δ достигает максимума в точке *2* и дальнейшее движение до первой смены знака управления происходит по отрезку оптимальной траектории, соответствующей $T_1 = 0$. В точке *3*, принадлежащей дополнительной линии переключения, происходит смена знака управления, и величина δ начинает уменьшаться в соответствии с выражением (XI.91). Линия переключения начинает либо вращаться [уравнение (XI.93)], либо смещаться [уравнение (XI.94)] навстречу изображающей точке, стремясь совместиться с основной линией переключения (XI.92). Таким образом линия переключения совершает колебания относительно взаимодействующей с ней изображающей точки. Если частота этих колебаний достаточно велика [что достигается выбором функций $\varphi(\delta)$ или $\psi(\delta)$], то изменение управляющего воздействия после точки *3* определяется зависимостью

$$\delta = u e^{-\frac{t}{T_1}}.$$

Движение изображающей точки внутри зоны, ограниченной основной и дополнительной линиями переключения, описывается тогда уравнением [применительно к объекту вида (XI.85)]

$$T_0\ddot{x} + \dot{x} = ku e^{-\frac{t}{T_1}}. \qquad (XI.95)$$

Координаты изображающей точки $(x, \dot{x})$ при $t = 0$ должны удовлетворять уравнению дополнительной, а при $t = 3T_1$ — основной линии переключения.

Решение уравнения (XI.95) при $|u| = 1$ будет

$$x = C_1 + C_2 e^{-mt} + A e^{-nt};$$
$$\dot{x} = -mC_2 e^{-mt} - nA e^{-nt};$$

где $m = \frac{1}{T_0}$, $n = \frac{1}{T_1}$, $A = \frac{kT_1^2}{T_0 - T_1}$.

Постоянные C_1 и C_2 определяются из системы уравнений

$$x_1 = C_1 + C_2 e^{-3mT_1} + A e^{-3nT_1};$$
$$\dot{x}_1 = -mC_2 e^{-3mT_1} - nA e^{-3nT_1},$$

где x_1, $\dot{x}_1$ — координаты произвольной точки на основной линии переключения, представленной функцией (XI.86).

Затем найдем координаты x_2, $\dot{x}_2$, принадлежащие дополнительной линии переключения. Они равны

$$\left.\begin{aligned} x_2 &= C_1 + C_2 + A; \\ \dot{x}_2 &= -mC_2 - nA. \end{aligned}\right\} \qquad (XI.96)$$

Если взять несколько значений координат x_{1i}, $\dot{x}_{1i}$ и найти соответствующие им значения x_2, $\dot{x}_{2i}$, то можно определить функции $\varphi(\delta)$

и $\psi(\delta)$, входящие в законы управления (XI.93) и (XI.94), подстановкой

$$x_2 = f(\dot{x}_2, T_i, k_j)\,\varphi(\delta)$$

или

$$x_2 = f(\dot{x}_2, T_i, k_j) + \psi(\delta).$$

Функции $\varphi(\delta)$ и $\psi(\delta)$, входящие в нелинейные корректирующие устройства, определяют соответственно коэффициент наклона линии переключения либо ее смещение.

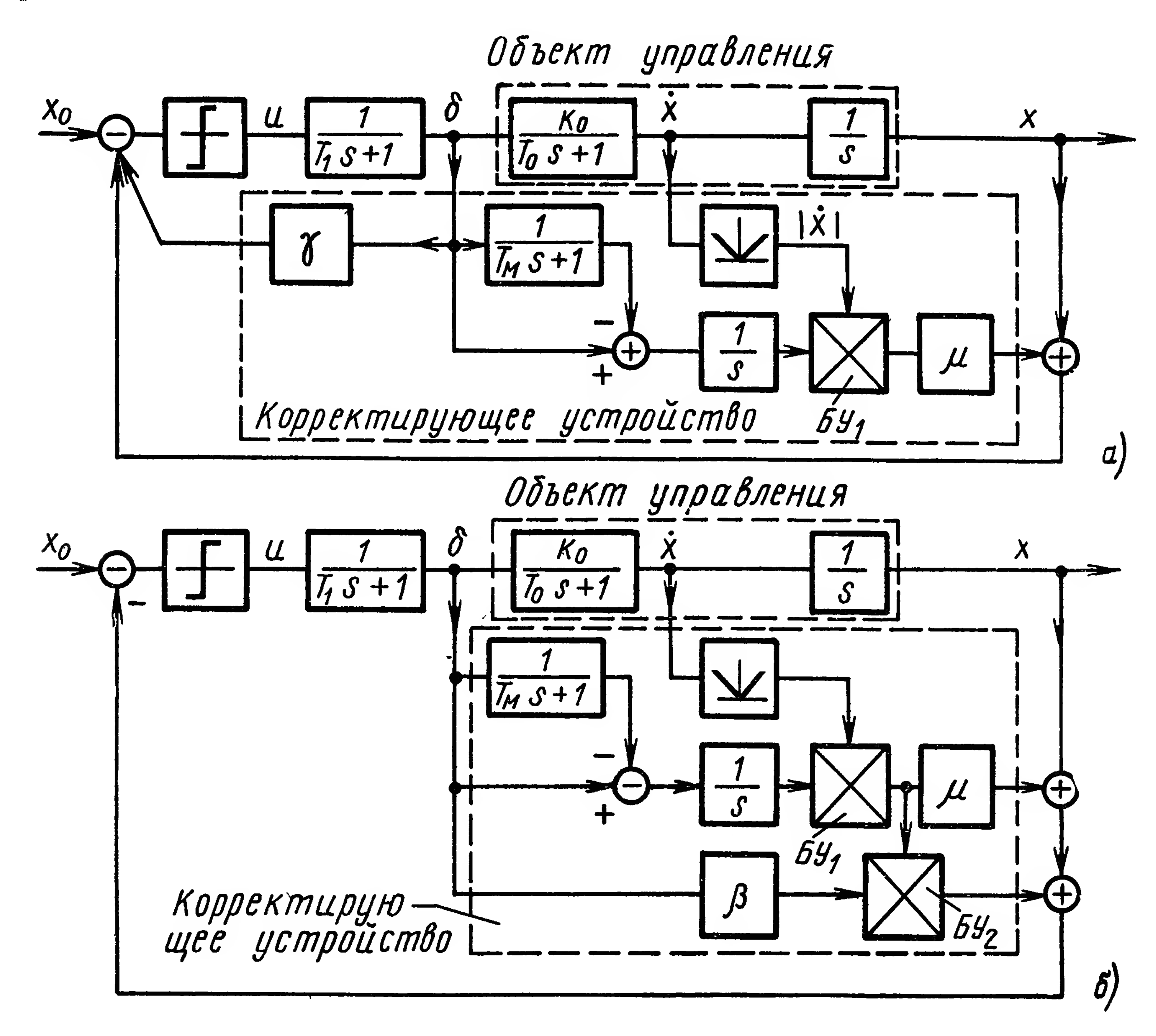


Рис. XI.40. Структурные схемы оптимальных систем управления объектом $W(s) = \frac{k_0}{s(T_0 s+1)}$ с моделью $W_м(s) = \frac{1}{T_м s+1}$

а — с одним блоком умножения (БУ-1); *б* — с двумя блоками умножения (БУ-1 и БУ-2)

Структурные схемы систем управления объектом [уравнение (XI.85)] с органом управления, описываемым уравнением (XI.91), с помощью ввода в корректирующее устройство функций $\varphi(\delta)$ и $\psi(\delta)$, показаны на рис. XI.40, *а* и *б*.

Пример XI.7. Рассмотрим выбор функции $\varphi(\delta)$ для системы, описываемой уравнениями

$$T_0\ddot{x} + \dot{x} = k\delta;$$
$$T_1\dot{\delta} + \delta = u.$$

Значения коэффициентов

$$T_{0\min}=0{,}2\ \text{с};\quad T_{0\max}=2\ \text{с};\quad k_{\min}=5\ 1/\text{с};\quad k_{\max}=50\ 1/\text{с};\quad T_1=0{,}1\ \text{с}.$$

Уравнение основной линии переключения (XI.87) имеет следующие параметры

$$\mu=0{,}8;\quad T_0=0{,}2\ \text{с};\quad k=50\ 1/\text{с}.$$

На параболе $x=-0{,}0032\,\dot{x}\,|\dot{x}|$ выберем точку с координатами $x=-11$, $\dot{x}=48$. Постоянные C_1 и C_2 определим из уравнений

$$C_1+0{,}22C_2=-11{,}25;\quad 1{,}1C_2=-50{,}5.$$

Откуда $C_1=-21{,}35$; $C_2=-46$.

По формулам (XI.96) найдем координаты x_2, $\dot{x}_2$, принадлежащие дополнительной линии переключения.

Из уравнения (XI.83) найдем коэффициент наклона линии переключения, подставив значение координат x_2, $\dot{x}_2$ и значения параметров T_0, k_0 и T_1. Значение $T_м$ примем равным 1,5 с.

В результате нелинейная управляющая функция рассматриваемой системы будет описываться уравнениями

$$u=\operatorname{sign}\left[x+\frac{T_0}{2k_0}\,|\dot{x}|\,y_1\,(0{,}8+0{,}6\delta)\right];$$

$$1{,}5\dot{y}_1+y=u.$$

Моделирование на АВМ показало, что переходные процессы в оптимальной системе с нелинейным корректирующим устройством (рис. 38, *а*) являются апериодическими. При учете динамики нелинейного исполнительного устройства, для квазиоптимальной системы (рис. 40, *б*) характер переходного процесса почти не изменяется. Время протекания процесса в этом случае возрастает не более чем на 5%.

В общем случае метод фазовой плоскости не позволяет синтезировать оптимальные законы управления для объектов произвольного порядка. Для решения этой задачи необходимо применять иные методы решения. Рассмотрим один из них.

Прежде всего заметим, что если $\boldsymbol{p}^*$ вектор начальных условий по переменной $\lambda(t)$ и $\boldsymbol{x}(\boldsymbol{p}^*, t)\underset{t\to t_{опт}}{\to} 0$, где $t_{опт}$ — оптимальное по быстродействию время управления, то значение оптимального управления в текущий момент времени равно

$$u(\boldsymbol{p}^*, t)\,|_{t=0},$$

и, следовательно, управление как функция состояния системы определяется соотношением

$$u(\boldsymbol{x})=u(\boldsymbol{p}^*, t)\,|_{t=0}=\operatorname{sign}\boldsymbol{b}^T\boldsymbol{p}^*.$$

Построим в пространстве R_p переменных $\boldsymbol{p}$ гиперплоскость

$$\Gamma_p=\{\boldsymbol{p}:(\boldsymbol{b}^T\boldsymbol{p})=0\}.$$

Опираясь на работу [19] и используя математический аппарат принципа максимума, можно показать, что если параметры t и $\boldsymbol{p}$ связаны уравнением

$$F(t, \boldsymbol{p})=(\boldsymbol{S}(\boldsymbol{p})-\boldsymbol{x}, \boldsymbol{p})=0,$$

где

$$\boldsymbol{S}(\boldsymbol{p})=-\int_0^t \Phi^{-1}(\tau, 0)\,\boldsymbol{b}\operatorname{sign}(\Phi^{-1}(\tau, 0)\,\boldsymbol{b}, \boldsymbol{p})\,d\tau,$$

то $t = t(p)$ достигает максимума на множестве $M_p \in \Gamma_p$, в точках которого

$$\left(\frac{\partial}{\partial p} F(t, p), p^* - p\right)_{p \in M_p} \geqslant 0$$

и

$$b = k \frac{\partial}{\partial p} F(t, p)_{p \in M_p}.$$

Из последних двух соотношений следует, что

$$u(x) = \operatorname{sign}(b^T p^*) = \operatorname{sign}([p^* - p], b)|_{p \in M_p} =$$
$$= \operatorname{sign} k \left(\frac{\partial}{\partial p} F(t, p), p^* - p\right)\Big|_{p \in M_p} =$$
$$= \operatorname{sign}(b, S(p) - x)|_{p \in M_p} = \operatorname{sign}\left[b^T S(p)|_{p \in M_p} - b^T x\right].$$

Выясним связь между элементами M_p и текущим состоянием системы x. Обозначим через $P_{\Gamma_p}(y)$ оператор проектирования вектора y на гиперплоскость Γ_p и выберем вектор p равным p_x, где

$$p_x = -P_{\Gamma_p}(x).$$

Тогда вектор $p_M \in M_p$ может быть найден из решения следующей системы операторных уравнений

$$\left.\begin{aligned} &p_M = p(x) + m P_{\Gamma_p}(S(p(x)) - x); \\ &(S(p(x)) - x, \ S(p_M) - x) = 0. \end{aligned}\right\}$$

Данная система уравнений имеет единственное решение относительно неизвестных p_M и m, которые могут быть определены, используя принцип сжатых отображений, по следующим рекурентным соотношениям:

$$p_{M_i} = p(x) - m_i P_{\Gamma_p}(S(p(x)) - x);$$
$$m_i = m_{i-1} + \alpha_{i-1} 2^{-(i-1)} m_\varepsilon;$$
$$\alpha_{i-1} = \begin{cases} \dfrac{(S(p(x)) - x, \ S(p_{M_{i-1}}) - x)}{|(S(p(x)) - x, S(p_{M_{i-1}}) - x)|} & \text{при } (S(p(x)) - x, \\ & S(p_{M_{i-1}}) - x) \neq 0; \\ 0 \quad \text{при } (S(p(x)) - x, \ S(p_{M_{i-1}}) - x) = 0; \end{cases}$$
$$(S(p(x)) - x, \quad S(p_{M_i}) - x)_{i=1} \leqslant 0;$$
$$m_0 = 0, \quad i = 1, 2, 3, \ldots$$

Выражение оператора проектирования $P_{\Gamma_p}(y)$ можно найти, минимизируя норму $\|P_{\Gamma_p}(y) - y\|$ при условии $(h, y) = 0$, где h — нормаль к гиперплоскости Γ_p. Решение последней задачи приводит к следующему выражению для оператора проектирования:

$$P_{\Gamma_p}(y) = y - \frac{(y, h)}{|h|^2} h.$$

Если процесс вычисления вектора p_M через вектор состояния $\boldsymbol{x}$ представить в операторной форме

$$p_M = M(\boldsymbol{x}),$$

то оптимальное управление как функцию состояния системы можно записать

$$u(\boldsymbol{x}) = \operatorname{sign}[\boldsymbol{b}^T S(M(\boldsymbol{x})) - \boldsymbol{b}^T\boldsymbol{x}].$$

Алгоритм вычисления оператора $S\ (M(\boldsymbol{x}))$ имеет форму, удобную для вычисления на ЦВМ. Поэтому функцию управления $S\ (M\ (\boldsymbol{x}))$ реализуем на цифровой машине в виде управляющей программы, блок-схема которой приведена на рис. XI.41. Из структурной схемы

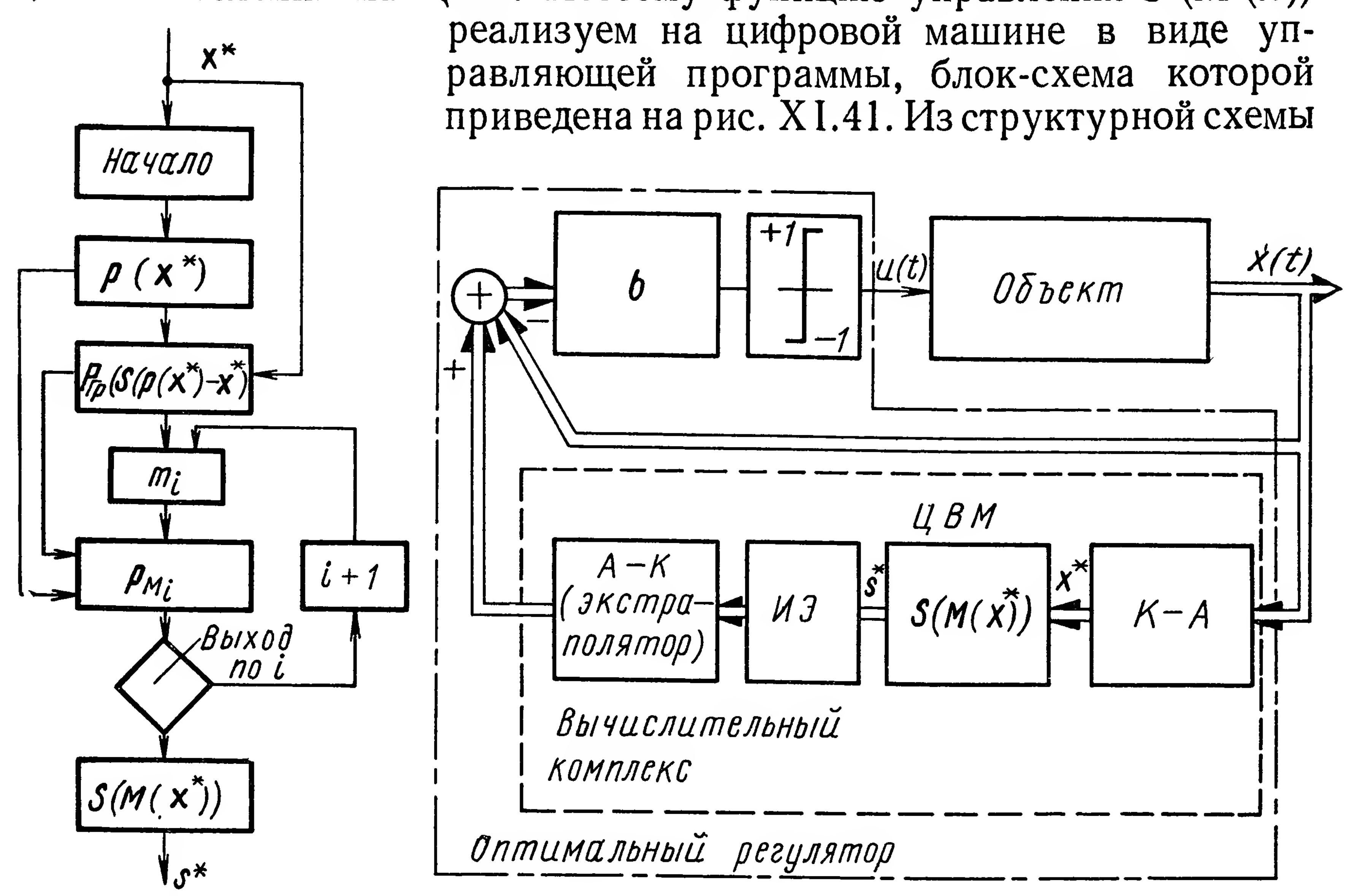


Рис. XI.41. Блок-схема оптимальной управляющей программы, реализуемой на ЦВМ

Рис. XI.42. Блок-схема оптимальной системы управления с ЦВМ.

оптимальной системы управления (рис. XI.42) следует, что в оптимальное устройство входят следующие элементы системы. Непрерывная часть состоит из релейного элемента и усилителя-преобразователя с коэффициентом усиления $\boldsymbol{b}$. В цифровую часть входят: цифровая вычислительная машина и преобразователи входных и выходных величин. Необходимость преобразователей вызвана тем, что ЦВМ перерабатывает информацию в числовых кодах, а остальные устройства системы воспринимают и выдают информацию в форме непрерывного сигнала.

Входное устройство *А — К*, преобразующее аналоговую величину в код, работает в режиме импульсного элемента *ИЭ* с частотой прерывания f_0 (кГц). Выходным устройством *К — А*, преобразующим кодовую величину в непрерывный сигнал, чаще всего является

экстраполятор нулевого порядка, передаточная функция которого имеет вид

$$W_{K-A}(s) = \frac{1-e^{-T_0 s}}{s} = \frac{1-e^{-\omega_0^{-1} s}}{s}.$$

Поскольку принцип работы ЦВМ дискретный, а исходная синтезируемая система непрерывная, то необходимо выяснить, каково влияние дискретного представления процесса управления на работу системы в целом.

Принято считать, что непрерывная система регулирования с цифровой машиной в контуре управления работает удовлетворительно, если такт работы машины T_0 выбран из условия

$$T_0 < \frac{1}{2\pi f_c},$$

где f_c — полоса пропускания синтезируемой системы, а в межтактовые моменты времени система управления устойчива.

Динамика системы, представленной на рис. XI.41, в межтактовые моменты описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} - \boldsymbol{b}\,\mathrm{sign}\,\boldsymbol{b}^T\boldsymbol{x}.$$

Данный класс систем относится к системам регулирования, в которых управление синтезировано на основе минимизации функции Ляпунова, взятой в виде нормы вектора состояния системы. Действительно, в этом случае

$$\dot{W}(\boldsymbol{x}) = \frac{\boldsymbol{x}^T A\boldsymbol{x} + \boldsymbol{b}^T \boldsymbol{x} u(t)}{|\boldsymbol{x}|}$$

имеет минимум по $u(t)$ при $|u(t)| \leqslant 1$, если $u(\boldsymbol{x})$ выбрано из условия

$$u(\boldsymbol{x}) = -\,\mathrm{sign}\,\boldsymbol{b}^T\boldsymbol{x}.$$

Следовательно, система (рис. XI. 42) устойчива, если вещественные части собственных значений матрицы $\boldsymbol{A}$ не положительны. Это говорит о возможности реализации оптимальной системы управления в виде блок-схемы, приведенной на рис. XI.42.

Рассмотрим способы реализации оптимального нелинейного корректирующего устройства с помощью аналоговых элементов.

Построение преобразователя функции многих переменных. В результате синтеза оптимального управления некоторая синтезирующая функция определена как функция координат объекта управления. Пусть начало координат фазового пространства системы $\dot{\boldsymbol{x}} = A\boldsymbol{x} + \boldsymbol{b}u$ может быть достигнуто из любых начальных точек x_0, и существует единственное оптимальное управление, переводящее изображающую точку в начало координат. Тогда функция оптимального управления будет однозначной функцией фазового пространства. Для рассматриваемого типа систем эти функции могут допускать разрывы лишь первого рода.

Задача построения корректирующего элемента сводится к задаче построения такого вычислительного устройства, что если на его входы подаются значения текущих координат объекта управления, то на выходе автоматически получаются существующие значения функции $u(x^1, x^2, \ldots, x^4)$. Естественно требование, чтобы это устройство состояло из стандартных, наиболее простых элементов и обеспечивало необходимую точность вычисления.

Создание вычислительного устройства может быть получено в виде функции многих переменных, аппроксимируемых рядом функций одной переменной. Достоинство этих методов разложения заключается в том, что они обеспечивают наибыстрейшую сходимость разложения, максимальное упрощение электрической схемы и любую, практически необходимую степень разложения путем присоединения дополнительных вычислительных узлов. Для построения всей схемы в общем случае необходимы: нелинейное преобразование функции одной переменной, сложение и умножение. Такая цепочка практически безынерционна и может работать как на постоянном, так и на переменном токе прямоугольной формы. Действительно, эти операции выполняются достаточно просто и не требуют той стабилизации несущей частоты, которая необходима для реактивных корректирующих контуров, работающих на переменном токе *.

Рассмотрим несколько подробнее процедуру аппроксимации функции $u(\boldsymbol{x})$. Критерий приближения во всех случаях — минимум среднеквадратичной оценки

$$J = \int_{a_1}^{b_1} \ldots \int_{a_n}^{b_n} [u(x^i) - F(x^i)]^2 \, dx^1, \ \ldots, \ dx^n.$$

$$i = 1, 2, \ldots, n,$$

где $F(x^i)$ — аппроксимирующая функция;

n — число координат системы (порядок уравнения движения).

Для упрощения допустим, что среднее значение $u_{\text{средн}}(x^i) = 0$. Если же $u_{\text{средн}}(x^i)$ имеет некоторое значение, то можно рассматривать функцию $u_0 = u - u_{\text{средн}}$, т. е. сделанное предположение не нарушает общности рассуждений. Отметим, что уравнение $u(x^1, \ldots \ldots, x^n) = 0$ может быть разрешено относительно $x^1 = f(x^2, \ldots, x^n)$.

Поэтому для реализации корректирующего устройства системы n-го порядка необходимо аппроксимировать поверхность порядка $n - 1$. Рассматриваемые методы аппроксимации, вообще говоря, не ограничены порядком уравнения поверхности, однако при $n > 4$ они представляют значительные трудности как в плане вычислений, так и аппаратурной реализации.

---

* Если несущая частота имеет синусоидальную форму, то должны быть скомпенсированы нелинейные искажения.

Вне зависимости от порядка уравнения движения функции $x^1 = f(x^2, \ldots, x^n)$ для упрощения вычислений лучше задавать не аналитически, а в виде таблиц дискретных значений x с некоторым шагом, который выбирают опытным путем с учетом вида аппроксимируемой функции (как правило, практически бывает достаточно $10 \div 15$ точек на каждой интегральной кривой).

Аппроксимация функции одной переменной $x^1 = f(x^2)$, заданной в m дискретных точках как $\varphi(x_к) = z_к$; $к = 1, 2, \ldots, m$, осуществляется наиболее просто полиномом

$$P(x) = \sum_{к=0}^{n} a_к x^к.$$

Коэффициенты $a_к$ находят из условия минимума суммы

$$L(a_1, \ldots, a_n) = \sum_{к=1}^{m} [\varphi(x_к) - P(x_к)]^2.$$

Действительно, так как $\frac{\partial L}{\partial a_l} = -2 \sum_{к=1}^{m} x_к^l [\varphi(x_к) - P(x_к)]$ при $l = 0, 1, \ldots, n$, то система уравнений для коэффициентов $a_0, \ldots, a_n$ будет иметь вид:

$$\begin{gathered}
a_0 m + a_1 \sum_{к=1}^{m} x_к + \ldots + a_n \sum_{к=1}^{m} x_к^n = \sum_{к=1}^{m} z_к \\
a_0 \sum_{к=1}^{m} x_к + a_1 \sum_{к=1}^{m} x_к^2 + \ldots + a_n \sum_{к=1}^{m} x_к^{n+1} = \sum_{к=1}^{m} z_к x_к \\
\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
a_0 \sum_{к=1}^{m} x_к^n + a_1 \sum_{к=1}^{m} x_к^{n+1} + \ldots + a_n \sum_{к=1}^{m} x_к^{2n} = \sum_{к=1}^{m} z_к x_к^n.
\end{gathered}$$

Опыт проектирования таких систем показывает, что $к$ может быть ограничено значениями 0, 1, 2, т. е. $P(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2$.

Процедура выбора оптимального нелинейного корректирующего устройства для САР второго порядка существенно упрощается, если проектировщик располагает АВМ любого типа. В этом случае набирается разомкнутая структура объекта регулирования и выходные координаты x^1 и x^2 подаются на электронный индикатор для построения фазового портрета. Одновременно с отдельного интегратора АВМ сигнал пилообразной формы подается на нелинейную цепочку. Величина напряжения с интегратора согласовывается с величиной напряжения реального датчика координаты x^2, а развертка луча — с координатой x^1.

С помощью электронных коммутаторов два изображения накладываются друг на друга и выбором параметров нелинейной цепи совмещаются. Затем нелинейная цепочка может быть перенесена на реальный объект.

Реализация плавных функциональных кривых $P(x) = \sum_{к=0}^{к} a_к x^к$ может быть выполнена с использованием метода кусочно-линейной

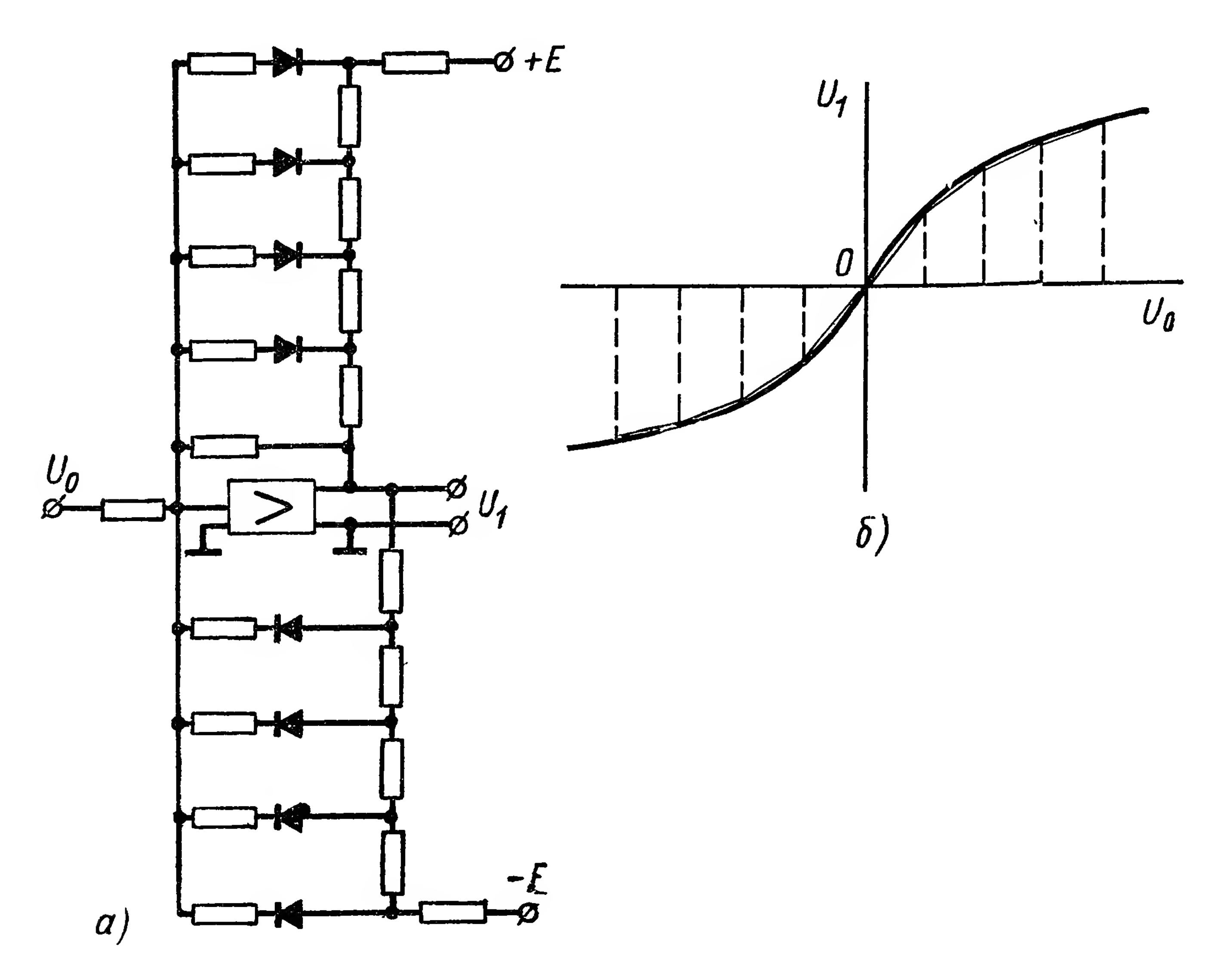


Рис. XI.43. Реализация нелинейной функции для линии переключения оптимальной системы с помощью диодных линеек:

а — принципиальная схема; *б* — нелинейная зависимость.

аппроксимации требуемой функции на диодной схеме с усилителем (рис. XI.43).

Аппроксимация функции двух переменных $x^1 = f(x^2, x^3)$ первоначально проводится с помощью суммы функций от одной переменной, т. е. $x^1 = f(x^2, x^3) \approx g(x^2) + h(x^3)$, что весьма упрощает практическую реализацию такой схемы. В случае дискретного задания функции x^1 от двух переменных x^2 в s точках и x^3 в m точках, функции от одной переменной $g(x^2)$ и $h(x^3)$ определяются по следующим выражениям:

$$g[(x^2]_i] = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^{m} (x^1)_{ij}; \quad h[(x^3)_j] = \frac{1}{s} \sum_{i=1}^{s} (x^1)_{ij}, \Bigg\}$$

где $i = 1, \ldots, s$ — число точек дискретного задания x^2;
$j = 1, \ldots, m$ — » » » » x^3.

Зададим функцию $x^1 = f(x^2, x^3)$ в виде таблицы:

$x^3 \backslash x^2$	x_1^2	x_2^2	...	x_i^2	...	x_s^2
x_1^3	x_{11}^1	x_{12}^1	...	x_{1i}^1	...	x_{1s}^1
x_2^3	x_{21}^1	x_{22}^1	...	x_{2i}^1	...	x_{2s}^1
...	...	...	...	...	...	...
x_j^3	x_{j1}^1	x_{j2}^1	...	x_{ji}^1	...	x_{js}^1
...	...	...	...	...	...	...
x_m^3	x_{m1}^1	x_{m2}^1	...	x_{mi}^1	...	x_{ms}^1

Для оценки погрешности аппроксимации оценим дисперсию

$$D_1 = \sum_i \sum_j R_1^2 [(x^2]_i, (x^3)_j],$$

где $R_1 = f(x_i^2, x_j^3) - [g(x_i^2) + h(x_j^3)$,
и максимальное отклонение

$$\delta_1 = \frac{|R_1|_{\max}}{|f(x_i^2, x_j^3)|_{\max}}.$$

В случае больших ошибок аппроксимации приближающий ряд продолжается, т. е. добавляются члены, компенсирующие остаток $\varphi(x^2, x^3)$, который можно представить как

$$f(x_i^2, x_j^3) = g(x_i^2) + h(x_j^3) + \varphi(x_i^2, x_j^3).$$

Причем $\varphi(x_i^2, x_j^3)$ раскладываем в виде:

$$\varphi(x_i^2, x_j^3) = \sum_{\kappa=1}^{\infty} g_\kappa(x_i^2)\, h_\kappa(x_j^3).$$

Хотя верхний предел суммы является бесконечным, но практически при $\kappa = 1$ (максимум $\kappa = 2$) $\delta < 2\%$. Функции $g_1(x_i^2)$ и $h_1(x_j^3)$ определяются из условия

$$D_2 = \sum_i \sum_j R_2^2 (x_i^2, x_j^3) = \sum_i \sum_j [R_1(x_i^2, x_j^3) - g_1(x_i^2)\, h_1(x_j^3)]^2 = \min.$$

При этом

$$\frac{\partial D_2}{\partial g_1(x_i^2)}=0 \text{ и } \frac{\partial D_2}{\partial h_1(x_j^3)}=0,$$

откуда

$$g_1(x_i^2)=\frac{\sum_{j=1}^{m} R_1(x_i^2,\ x_j^3)\,h_1(x_j^3)}{\sum_{j=1}^{m} [h_1(x_j^3)]^2};$$

$$h_1(x_j^3)=\frac{\sum_{i=1}^{s} R_1(x_i^2,\ x_j^3)\,g_1(x_i^2)}{\sum_{i=1}^{s} [g_1(x_i^2)]^2}.$$

Приведенные уравнения решаются методом последовательных приближений. Сначала задаются значениями g_1 (x_j^2) или h_1 (x_j^3) и на основе этих значений методом итерации постепенно приближаются к истинным значениям функций g_1 (x_i^2) и h_1 (x_j^3).

Составляя таблицу вторичных разностей $\boldsymbol{R}_2$

$$\boldsymbol{R}_2(x_i^2,\ x_j^3)=\boldsymbol{R}_1(x_i^2,\ x_j^3)-g_1(x_i^2)\,h_1(x_j^3),$$

вычисляют D_2 и δ_2.

В случае необходимости аналогичным образом определяются g_2 (x_i^2) и h_2 (x_j^3). Однако следует помнить, что члены $g_к$ (x_i^2) и $h_к$ (x_j^3) входят в аппроксимирующий ряд в виде произведений, т. е. в схему надо вводить множительные блоки. Аппроксимация функции трех переменных $x^1 = f(x^2,\ x^3,\ x^4)$ производится аналогично.

В первом приближении x^1 можно представить как сумму функций одной переменной (в дискретном задании)

$$f(x_i^2,\ x_j^3,\ x_\xi^4)=g(x_i^2)+h(x_j^3)+l(x_\xi^4),$$

где $i = 1,\ 2,\ \ldots,\ s$; $j = 1,\ 2,\ \ldots,\ m$; $\xi = 1,\ 2,\ \ldots,\ p$ — точки задания функции.

Члены ряда g, h, l находятся из следующих выражений:

$$g(x_i^2)=\sum_{j=1}^{m}\sum_{\xi=1}^{p}(x_{j\xi}^1);\qquad h(x_j^3)=\sum_{i=1}^{s}\sum_{\xi=1}^{p}(x_{i\xi}^1);\qquad l(x_\xi^4)=\sum_{i=1}^{s}\sum_{j=1}^{m}(x_{ij}^1),$$

где $x_{j\xi}^1$, $x_{i\xi}^1$, x_{ij}^1 — переменные $x^1 = f(x^2, x^3, x^4)$, взятые при нулевых значениях по осям x^2, x^3, x^4 соответственно.

При недопустимо высоком остатке φ $(x^2,\ x^3,\ x^4)$ ряд дополняется членами, которые в совокупности приближают остаток φ к виду

$$\varphi(x^2,\ x^3,\ x^4)\approx\sum_{к=1}^{\infty}\frac{g_к(x_i^2)\,h_к(x_j^3)\,l_к(x_\xi^4)}{\lambda_к},$$

определяемый аналогично вышеизложенному. Однако даже при $\kappa = 1$, требуется два множительных блока, что усложняет реализацию корректирующего устройства.

В рассматриваемых задачах корректирующее устройство, представляющее собой преобразователь функции многих переменных, может быть реализовано суммированием ряда функций от одной переменной. Наиболее просто производится реализация электрическими схемами одномерных преобразователей с распространенными функциональными зависимостями.

Зависимости кусочно-линейного типа реализуются диодными схемами, расчет которых производится на основе вольт-амперных характеристик используемого диода.

Нелинейные функции одной переменной, из которых обычно составляются схемы нелинейной коррекции, как правило, имеют

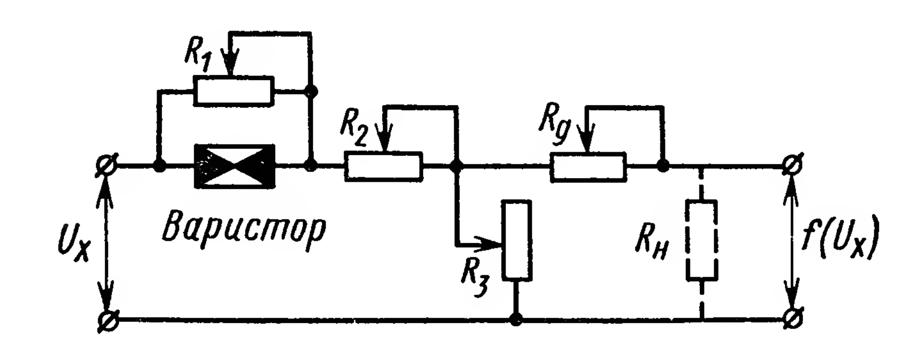


Рис. XI.44. Реализация нелинейной функции с помощью варистора и резисторов

вид, близкий к нечетным степенным функциям. В этих случаях их проще всего реализовывать с помощью комбинации нелинейных сопротивлений (варисторов) и линейных сопротивлений (резисторов).

Варисторы (тириты) выпускаются в настоящее время в различных модификациях, отличающихся друг от друга как электрическими параметрами, так и конструктивным оформлением. Вольт-амперные характеристики варисторов могут быть симметричны относительно начала координат и несимметричны. Характеризуются они показательными функциями типа

$$U = CI^{\alpha}, \quad I = BU^{\beta}; \quad \alpha = \frac{1}{\beta}; \quad C = B^{-\alpha}; \quad B = C^{-\beta}$$

с различными значениями параметров.

Учитывая вид вольт-амперных характеристик варисторов и вид нелинейных функций, выбираем такие параметры схемы (рис. XI.44), которые позволят изменить характеристики варисторов необходимым образом.

Резисторы R_1, R_2, R_3 служат для изменения характеристики варистора и выбора положения рабочей точки. Резистор с учетом сопротивления нагрузки $R_н$ устанавливает необходимый масштаб $f(u_x)$ для согласования с последующими цепями (например, с сумматором). При этом должно выполняться условие $R_д + R_н \gg R_2 + R_3$. Существуют и другие способы реализации нелинейных корректирующих устройств, которые рассматриваются в следующих параграфах данной главы.

6. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Рассмотрим несколько типов нелинейных логических корректирующих устройств.

Одноканальные нелинейные логические устройства. К таким устройствам прежде всего можно отнести класс нелинейных фильтров, представляющих собой последовательное соединение опережающего звена, релейного элемента и запаздывающего звена (рис. XI.45). Цепь имеет эквивалентную передаточную функцию,

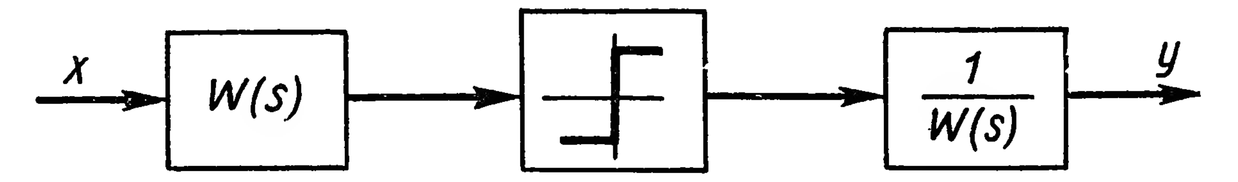


Рис. XI.45. Одноканальное нелинейное устройство с релейным элементом

амплитудная характеристика которой при подаче синусоидального входного сигнала понижается с ростом частоты, а фазовая остается без изменения. С помощью такого устройства можно обеспечить параметрическую стабилизацию одной точки частотной характеристики замкнутой системы управления. Их используют в самонастраивающихся релейных автоколебательных системах. Основным недостатком таких систем являются автоколебания в состоянии покоя,

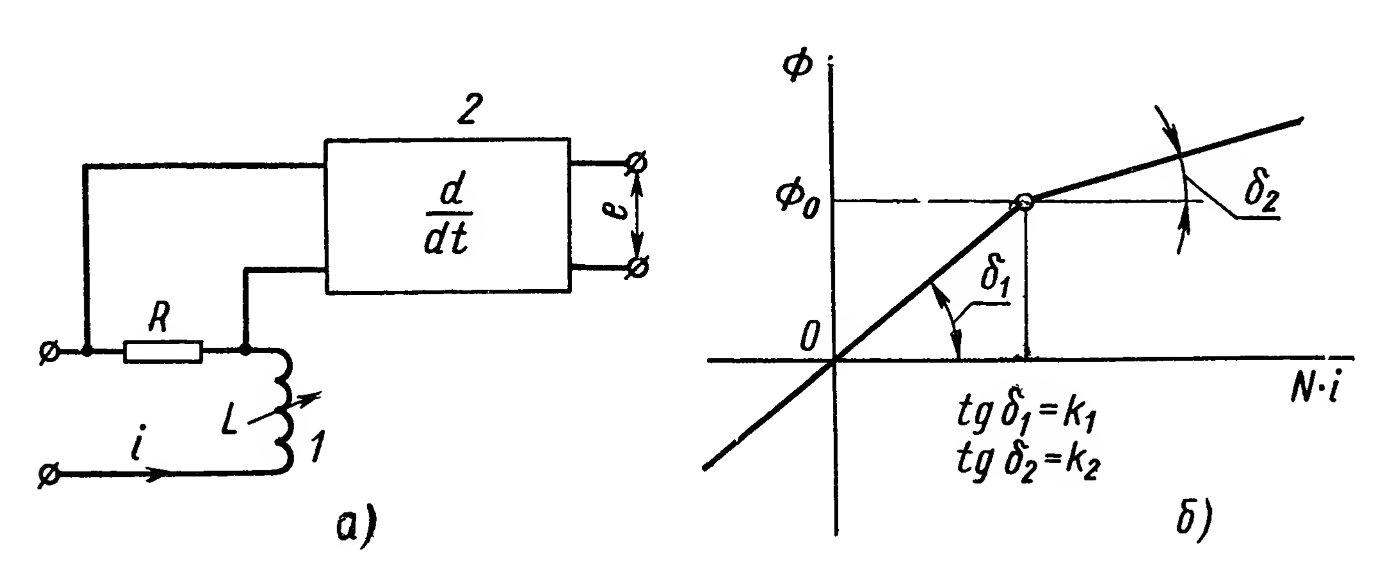


Рис. XI.46. Одноканальное нелинейное устройство с индуктивностью

необходимость применения опережающих фильтров до реле, зависимость амплитудной характеристики фильтра от амплитуды входного сигнала.

На рис. XI.46, *а* показано нелинейное устройство, состоящее из последовательно соединенных элементов: нелинейного *1* и линейного *2*; нелинейный элемент представляет собой индуктивность, в которой поток изменяется по двум прямолинейным участкам (рис. XI.46, *б*). Линейный элемент выполнен в виде идеальной дифференцирующей цепи. Для нелинейной цепи запишем

$$N\frac{d\Phi}{dt} = E\cos\omega t$$

или

$$\Phi(t)=\frac{E}{\omega N}\sin\omega t, \qquad (XI.97)$$

где N — число витков; Φ — магнитный поток; k_1 и k_2 — коэффициенты наклона магнитной характеристики.

Ток в цепи изменяется следующим образом:

$$i=\begin{cases}\frac{\Phi+\Phi_0}{k_2N}-\frac{\Phi_0}{k_1N} & \text{при} \quad \Phi<-\Phi_0;\\ \frac{\Phi}{k_1N} & \text{при} \quad |\Phi|<\Phi_0;\\ \frac{\Phi-\Phi_0}{k_2N}+\frac{\Phi_0}{k_1N} & \text{при} \quad \Phi>\Phi_0.\end{cases}$$

Если $\omega>\omega_0$ и $|\Phi|<\Phi_0$, то можно получить

$$i=\frac{E}{\omega k_1N^2}\sin\omega t.$$

Дифференцируя последнее выражение, найдем

$$\frac{di}{dt}=\frac{E}{k_1N^2}\cos\omega t.$$

Обозначив ω через $\alpha\omega_0$, получим

$$i=\begin{cases}\frac{E}{\alpha\omega_0k_2N^2}\sin\omega t+\frac{E}{\omega_0k_2N^2}-\frac{E}{\omega_0k_1N^2} & \text{при} \quad \sin\omega t<-\alpha;\\ \frac{E}{\alpha\omega_0k_1N^2}\sin\omega t & \text{при} \quad |\sin\omega t|<\alpha;\\ \frac{E}{\alpha\omega_0k_2N^2}\sin\omega t-\frac{E}{\omega_0k_2N^2}+\frac{E}{\omega_0k_1N^2} & \text{при} \quad \sin\omega t>\alpha\end{cases}$$

и

$$\frac{di}{dt}=\begin{cases}\frac{E}{k_2N^2}\cos\omega t & \text{при} \quad \sin\omega t<-\alpha;\\ \frac{E}{k_1N^2}\cos\omega t & \text{при} \quad |\sin\omega t|<\alpha;\\ \frac{E}{k_2N^2}\cos\omega t & \text{при} \quad \sin\omega t>\alpha.\end{cases}$$

Сигнал $y(\omega t)=\frac{di}{dt}$ может быть разложен в ряд Фурье:

$$y(\omega t)=c_0+d_1\sin\omega t+c_1\cos\omega t+d_2\sin 2\omega t+c_2\cos 2\omega t+\ldots; \qquad (XI.98)$$

здесь

$$c_0=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}y(\omega t)\,d(\omega t); \qquad (XI.99)$$

$$c_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}y(\omega t)\cos n\omega t\,d(\omega t); \qquad (XI.100)$$

$$d_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}y(\omega t)\sin n\omega t\,d(\omega t); \qquad (XI.101)$$

$$n=1,\ 2,\ldots$$

Коэффициент c_1 определим по формуле

$$c_1 = \frac{4}{\pi} \int\limits_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{di}{dt} \cos \omega t \, d(\omega t),$$

$$c_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E}{N^2} \left[\int\limits_0^{\arcsin \alpha} \frac{1}{k_1} \cos^2 \omega t \, d(\omega t) + \int\limits_{\arcsin \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{k^2} \cos^2 \omega t \, d(\omega t) \right],$$

откуда

$$c_1 = \frac{E}{k_1 N^2} \left\{ 1 + \left(\frac{k_1}{k_2} - 1 \right) \left[1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \alpha - \frac{1}{\pi} \sin (2 \arcsin \alpha) \right] \right\}. \quad \text{(XI.102)}$$

Нетрудно показать, что коэффициент $d_1 = 0$.

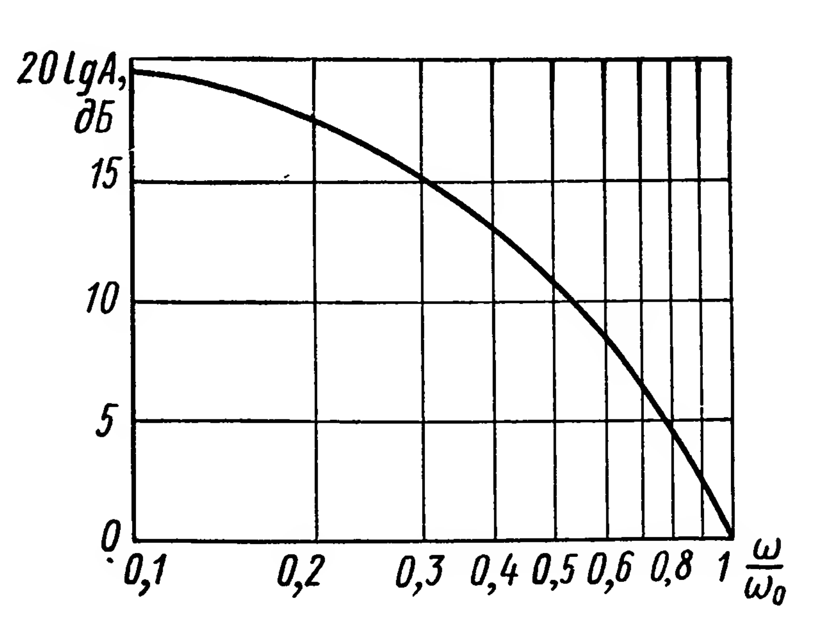


Рис. XI.47. Эквивалентные частотные характеристики нелинейного устройства, приведенного на рис. XI.46

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики могут быть описаны с помощью следующих соотношений:

$$A(\omega) = \frac{1}{E} \sqrt{d_1^2 + c_1^2}; \quad \text{(XI.103)}$$

$$\theta(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{c_1}{d_1}. \quad \text{(XI.104)}$$

Для рассматриваемого случая имеем

$$A(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{k_1 N^2} \left\{ 1 + \left(\frac{k_1}{k_2} - 1 \right) \left[1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \alpha - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{\pi} \sin (2 \arcsin \alpha) \right] \right\} \quad \text{при} \quad \omega < \omega_0; \\ \frac{1}{k N^2} \quad \text{при} \quad \omega > \omega_0; \end{cases} \quad \text{(XI.105)}$$

$$\theta(\omega) = 90^\circ.$$

По уравнениям (XI.105) можно построить соответствующие эквивалентные частотные характеристики (рис. XI.47). При этом видно, что уменьшение амплитуды с ростом частоты не приводит к изменению фазы.

Рассмотрим теперь еще один пример корректирующего устройства с нелинейностью типа насыщения (рис. XI.48), в которое входят два линейных фильтра *1* и *3* и нелинейный элемент *2*.

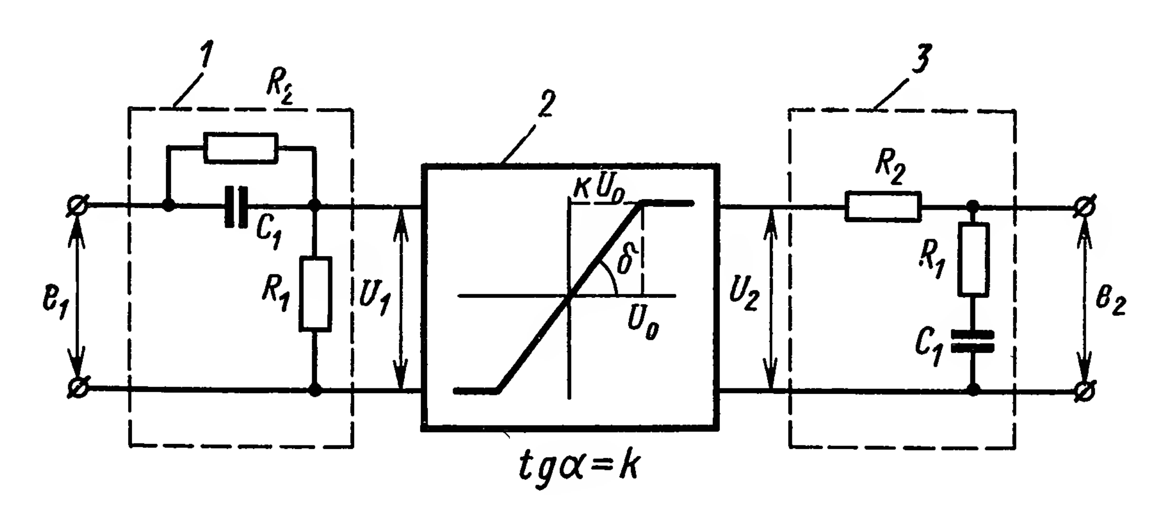


Рис. XI.48. Одноканальное нелинейное устройство с нелинейностью типа насыщения

Пусть на вход нелинейного корректирующего устройства поступил сигнал

$$e_1 = E \sin \omega t,$$

тогда

$$u_1 = \frac{T_2}{T_1} E \sqrt{\frac{1+\omega^2 T_1^2}{1+\omega^2 T_2^2}} \sin(\omega t + \operatorname{arctg} \omega T_1 - \operatorname{arctg} \omega T_2), \quad \text{(XI.106)}$$

где $T_1 = C_1 R_1$;

$$T_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

При

$$\frac{T_2}{T_1} E \sqrt{\frac{1+\omega_0^2 T_1^2}{1+\omega_0^2 T_2^2}} = u_0 \quad \text{(XI.107)}$$

для частоты $\omega < \omega_0$ имеем $u_1 < u_0$, и, следовательно, $u_2 = k u_1$, поэтому

$$e_2 = k \frac{T_2}{T_1} E \sin \omega t.$$

Для $\omega > \omega_0$ имеем

$$\sqrt{\frac{1+\omega^2 T_1^2}{1+\omega^2 T_2^2}} = \frac{1}{\beta} \sqrt{\frac{1+\omega_0^2 T_1^2}{1+\omega_0^2 T_2^2}}, \quad \text{(XI.108)}$$

тогда

$$|u_1| < u_0, \quad \text{если} \quad |\sin \psi| < \beta;$$

$$|u_1| > u_0, \quad \text{если} \quad |\sin \psi| > \beta,$$

где $\psi = \omega t + \operatorname{arctg} \omega T_1 - \operatorname{arctg} \omega T_2$.

На выходе высокочастотного фильтра имеем

$$\sqrt{\frac{1+\omega^2 T_2^2}{1+\omega^2 T_1^2}} \arg[\operatorname{arctg} \omega T_2 - \operatorname{arctg} \omega T_1] =$$

$$= \frac{\beta T_2 E}{T_1 u_0} \arg[\operatorname{arctg} \omega T_2 - \operatorname{arctg} \omega T_1]. \quad \text{(XI.109)}$$

Используя приведенные выше выражения, после несложных преобразований получим

$$d_1 = \frac{4ku_0}{\pi}\left[\int_0^{\arcsin\beta} \frac{1}{\beta}\sin^2\psi\, d\psi + \int_{\arcsin\beta}^{\frac{\pi}{2}} \sin\psi\, d\psi\right] =$$

$$= \frac{4ku_0}{\pi}\left[\frac{\arcsin\beta}{2\beta} - \frac{\sin(\arcsin\beta)}{4\beta}\right] + \cos(\arcsin\beta). \quad \text{(XI.110)}$$

Коэффициент

$$c_1 = 0. \quad \text{(XI.111)}$$

Используя выражения (XI.105), (XI.109), (XI.110), можно получить следующие выражения для амплитудной и фазовой частотных характеристик:

$$\left.\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{kT_2U_0}{T_1E}\left[\frac{2}{\pi}\arcsin\beta - \frac{1}{\pi}\sin\times\right.\\ &\left.\times\left(2\arcsin\beta\right) + \frac{4\beta}{\pi}\cos(\arcsin\beta)\right];\\ \theta(\omega) &= 0. \end{aligned}\right\} \quad \text{(XI.112)}$$

Эквивалентные частотные характеристики при различных значениях входной амплитуды $\left(k = 10;\ \frac{T_2}{T_1} = 0{,}1\right)$ построены на рис. XI.49. При этом видно, что уменьшение амплитуды с ростом частоты не приводит к изменению фазы.

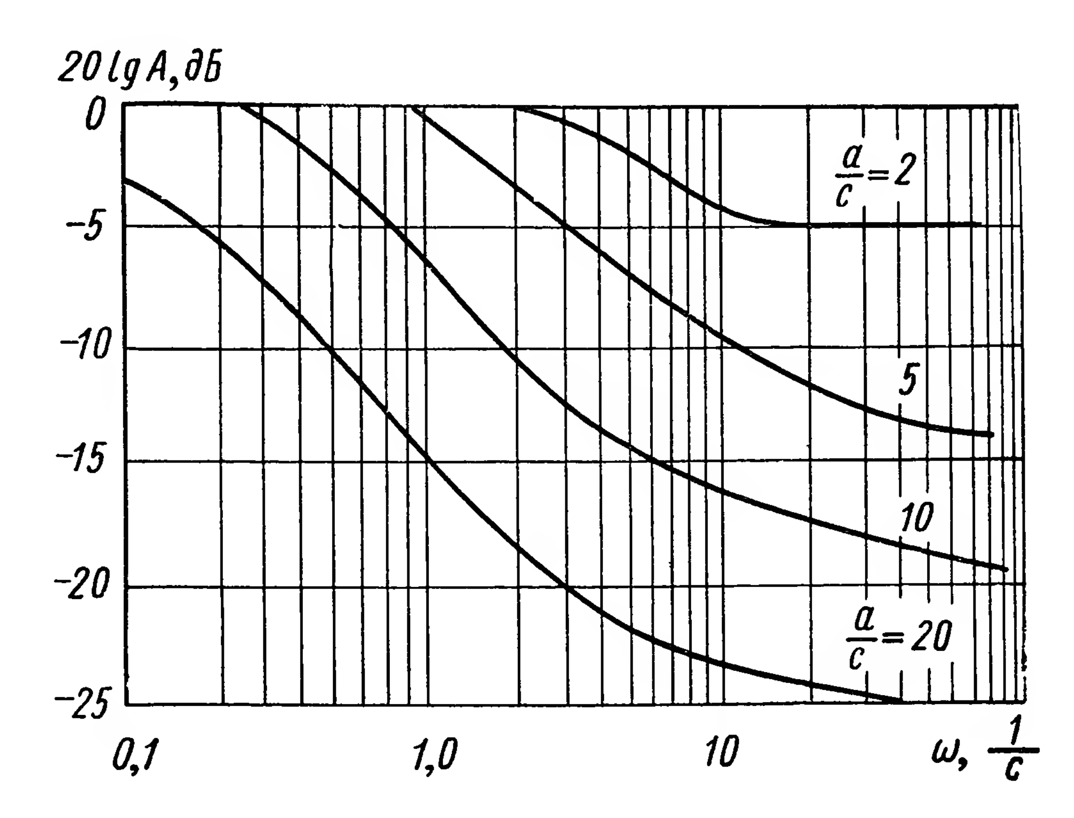


Рис. XI.49. Эквивалентные частотные характеристики нелинейного фильтра, приведенного на рис. XI.48

Двухканальные линейные логические устройства. В послседние годы большое распространение получили нелинейные фильтры переменной структуры [9], в которых используются нелинейные логические элементы с двумя входами, называемые ψ-ячейками. Схема фильтра с ψ-ячейкой показана на рис. XI.50.

Выходной сигнал y можно записать следующим образом:

$$y = |x|\,\text{sign}\, g. \quad \text{(XI.113)}$$

Фазо-частотная характеристика такого фильтра определяется фазовой характеристикой звена $G(s)$, представляющего собой обычно

звено типа $G(s) = a_0 + a_1 s + \ldots + a_n s^n$, а амплитудная характеристика близка к единице. Такие двухканальные фильтры широко используются для построения систем с переменной структурой.

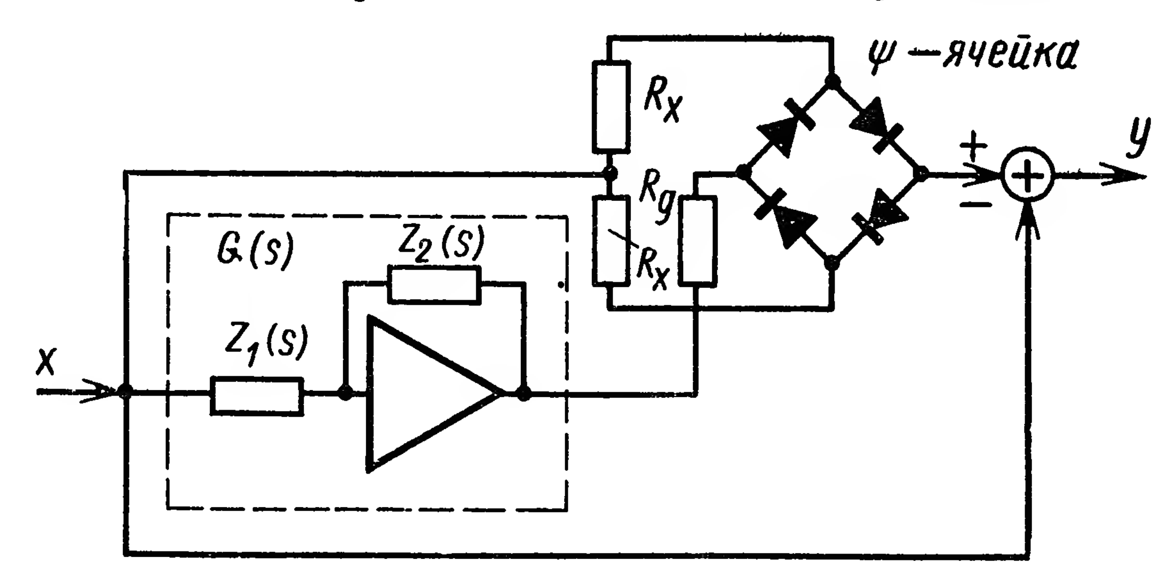


Рис. XI.50. Фильтр переменной структуры на ψ-ячейке

Рассмотрим другой класс двухмерных нелинейных корректирующих устройств. Схема простейшего нелинейного корректирующего устройства этого типа показана на рис. XI.51.

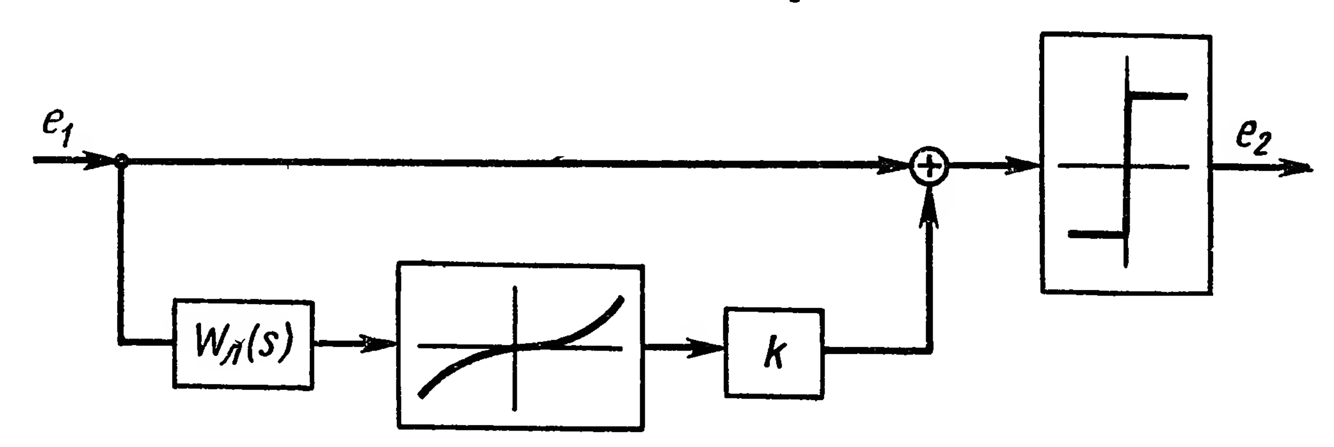


Рис. XI.51. Двухканальное нелинейное устройство

Сигнал на его выходе можно представить в виде

$$e_2 = e_1 \operatorname{sign}[\sin\psi + ak\,|W_л(j\omega)|^2 \sin(\psi + \beta_0)\,|\sin(\psi + \beta_0)|], \tag{XI.114}$$

где $\psi = \omega t \cdot a$ — амплитуда колебаний;

β_0 — фазовый угол (опережение);

$W_л(j\omega)$ — передаточная функция линейного корректирующего устройства (выбирается по данным таблиц приложения I).

Определим коэффициенты ряда Фурье:

$$\left.\begin{aligned} c_1 &= \frac{4}{\pi a}\int_0^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{sign}[\sin\psi + ak\,|W_л(j\omega)|^2 \cdot \sin(\psi + \beta_0) \times \\ &\quad \times |\sin(\psi + \beta_0)|]\cos\psi\, d\psi; \\ d_1 &= \frac{4}{\pi a}\int_0^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{sign}[\sin\psi + ak\,|W_л(j\omega)|^2 \sin(\psi + \beta_0) \times \\ &\quad \times |\sin(\psi + \beta_0)|]\sin\psi\, d\psi. \end{aligned}\right\} \tag{XI.115}$$

После ряда преобразований получим

$$d_1 = \frac{4}{\pi a}\cos\alpha; \qquad c_1 = \frac{4}{\pi a}\sin\alpha \operatorname{sign}\beta_0, \qquad \text{(XI.116)}$$

где α (a; ω) определим из уравнения

$$\sin\alpha + ak\,|W_л(j\omega)|^2 \sin(\alpha+\beta_0)\,|\sin(\alpha+\beta_0)| = 0. \qquad \text{(XI.117)}$$

Из выражений (XI.105) и (XI.116) найдем эквивалентные амплитудную и фазовую характеристики нелинейного корректирующего устройства:

$$A\omega = \frac{4}{\pi a}; \qquad \theta(\omega) = \alpha \operatorname{sign}\beta_0, \qquad \text{(XI.118)}$$

где функцию α (β_0; $ak|\,W_л(j\omega)|^2$) определим с помощью графика (рис. XI.52), на котором значения $ak\,|\,W_л(j\omega)\,|^2$ заданы в децибел-

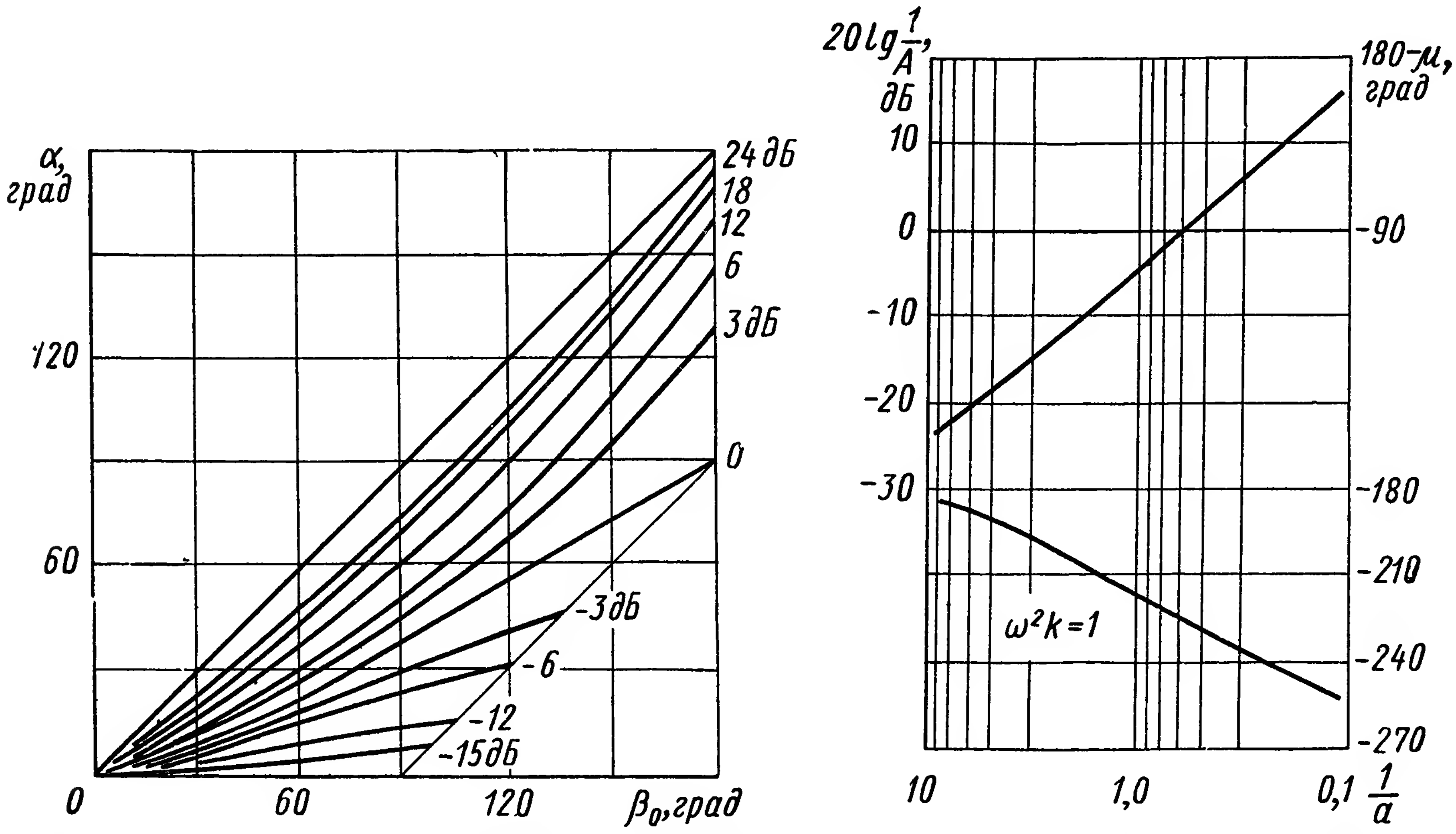


Рис. XI.52. Вспомогательный график α (β_0, $ak\,|\,W_л(j\omega)\,|^2$)

Рис. XI.53. Логарифмические частотные характеристики

лах. Из формул (XI.118) видно, что эквивалентная амплитудная характеристика нелинейного корректирующего устройства зависит только от амплитуды и совершенно не зависит от частоты. Фазовая же характеристика определяется как амплитудой, так и частотой. На рис. XI.53 построены логарифмические эквивалентные амплитудная и фазовая характеристики нелинейного корректирующего устройства, изображенного на рис. XI.51. Аналогичным образом можно определить коэффициенты гармонической линеаризации и в других более сложных нелинейных корректирующих устройствах. Соответствующие вычисления приведены в табл. III.1 приложения III. В последнем столбце построены приведенные логарифмические эквивалентные характеристики (шаблоны) $20\lg\frac{1}{A(a;\ \omega)}$ и $180 - \theta$ (a; ω). Изменяя вид линейного корректирующего устрой-

ства (по данным таблиц приложения I), получим различные виды нелинейных двухканальных корректирующих устройств [10].

Рассмотрим несколько нелинейных логических корректирующих устройств, используемых для повышения устойчивости и улучшения качества в нелинейных системах автоматического регулирования

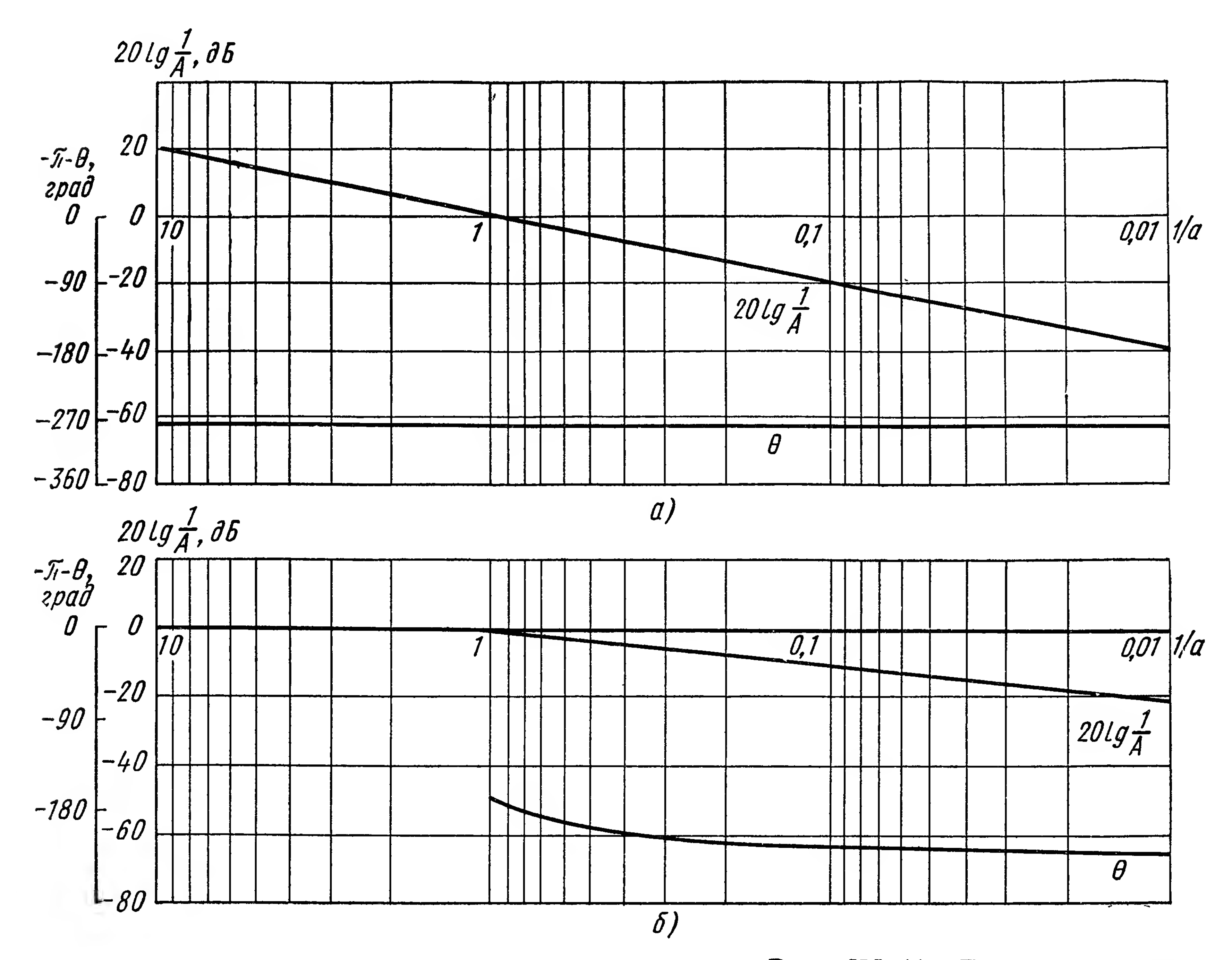


Рис. XI.54. Логарифмические

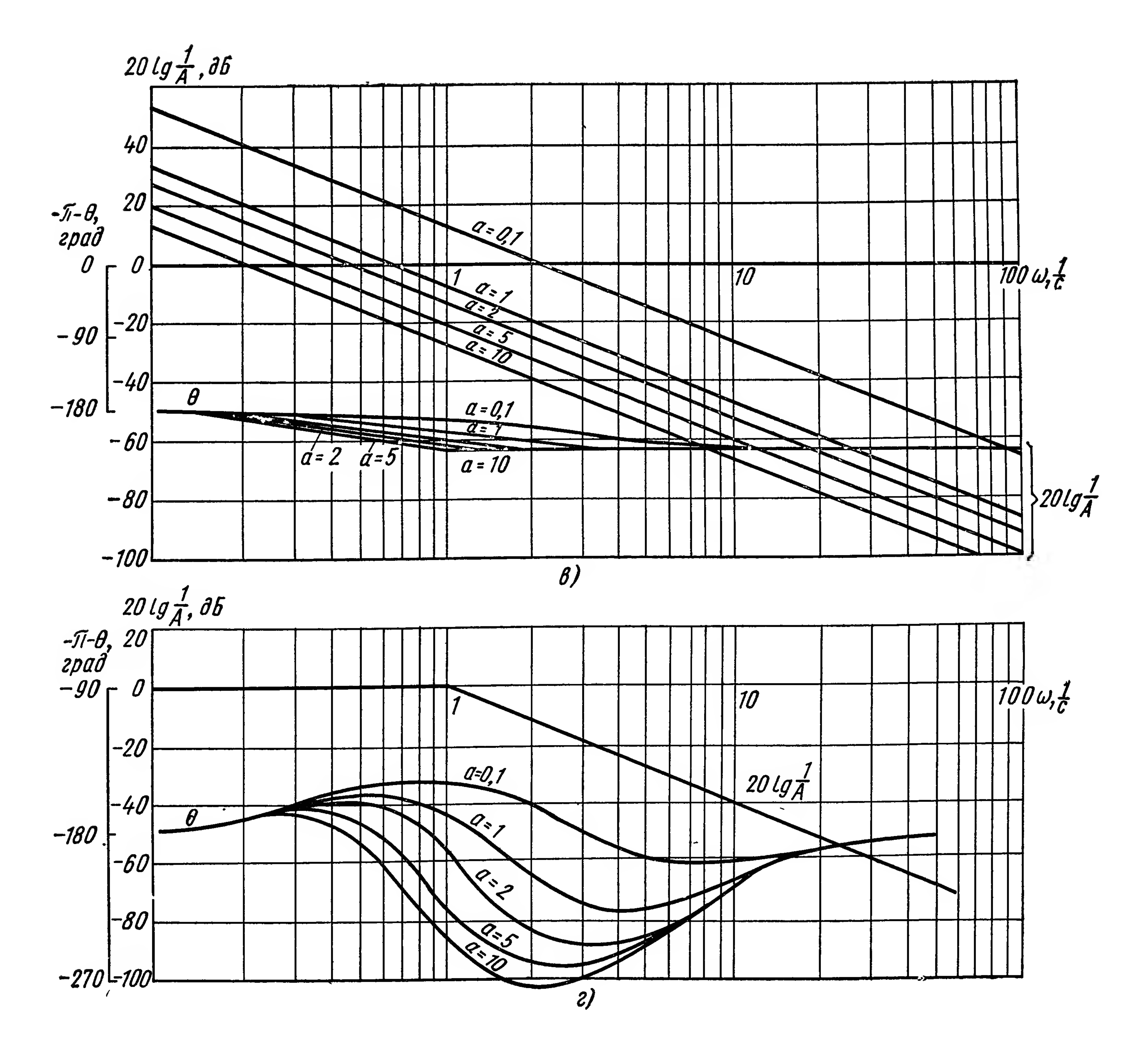
a — для случая $y = F$ $(\varepsilon;\ \dot\varepsilon = \begin{cases} 1 \text{ при } \varepsilon > 0,\ \dot\varepsilon < 0; \\ 0 \text{ при } \varepsilon \leqslant 0,\ \dot\varepsilon \leqslant 0; \\ -1 \text{ при } \varepsilon < 0,\ \dot\varepsilon < 0; \end{cases}$ $б$ — для случая $y = F(\varepsilon,\ \dot\varepsilon) =$ $+ k\dot\varepsilon\,|\dot\varepsilon|)$; $г$ — для нелинейного уст

и управления. Выходной сигнал одного из них можно записать следующим образом:

$$y = F(\varepsilon;\ \dot\varepsilon) = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad \varepsilon > 0, \quad \dot\varepsilon < 0; \\ 0 & \text{при} \quad \varepsilon \leqslant 0, \quad \dot\varepsilon \leqslant 0; \\ -1 & \text{при} \quad \varepsilon < 0, \quad \dot\varepsilon < 0, \end{cases} \qquad \text{(XI.119)}$$

где ε — входной сигнал.

Для нелинейности вида (XI.119) с помощью формул (XI.104), (XI.105) можно найти функции для определения эквивалентных амплитудной и фазовой характеристик.



частотные характеристики:

$$=\begin{cases} 1 \text{ при } \varepsilon > c, \ \dot\varepsilon > 0; \\ 0 \text{ при } \varepsilon \geqslant -c, \ \dot\varepsilon \leqslant 0; \ \varepsilon \leqslant c, \ \dot\varepsilon > 0; \\ -1 \text{ при } \varepsilon < -c, \ \dot\varepsilon < 0; \end{cases}$$ *в* — для случая $y = F(\varepsilon, \dot\varepsilon) = \operatorname{sign}(\varepsilon +$

ройства, изображенного на рис. XI.15

Эти формулы имеют следующий вид:

$$A(a;\ \omega) = a; \quad \theta(a;\ \omega) = -\pi - \frac{\pi}{2}.\Big\} \qquad \text{(XI.120)}$$

Соответствующие эквивалентные логарифмические характеристики показаны на рис. XI.54, *а*. Рассмотрим и другое выражение для выходного сигнала y:

$$y = F(\varepsilon;\ \dot\varepsilon) = \begin{cases} 1 & \text{при} & \varepsilon > c; \quad \dot\varepsilon > 0; \\ 0 & \text{при} & \begin{matrix} \varepsilon \geqslant -c, & \dot\varepsilon \leqslant 0; \\ \varepsilon \leqslant c, & \dot\varepsilon > 0; \end{matrix} \\ -1 & \text{при} & \varepsilon < -c, \quad \dot\varepsilon < 0. \end{cases} \qquad \text{(XI.121)}$$

При этом формулы для эквивалентных характеристик можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} A(a;\ \omega) &= \frac{1}{\sqrt{\frac{c}{a}\left(1-\frac{c^2}{a^2}\right)}};\\ \theta(a;\ \omega) &= \pi - \operatorname{arctg}\sqrt{\frac{1-\frac{c}{a}}{1+\frac{c}{a}}}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.122)}$$

Логарифмические характеристики при $c = 1$ построены на рис. XI.54, *б*. Для нелинейного корректирующего устройства, описываемого уравнением

$$y = F(\varepsilon;\ \dot{\varepsilon}) = \operatorname{sign}(\varepsilon + k\dot{\varepsilon}\,|\,\dot{\varepsilon}\,|), \qquad \text{(XI.123)}$$

формулы для эквивалентных частотных характеристик имеют вид

$$A(a;\ \omega) = 2k\omega^2 a;$$

$$\theta(a;\ \omega) = -\pi - \operatorname{arctg}\left[\sqrt{1 + \frac{1}{4k^2\omega^4 a^2}} - \frac{1}{2k\omega^2 a}\right].$$

Соответствующие логарифмические характеристики для пяти значений a и $k = 1{,}0$ приведены на рис. XI.54, *в*.

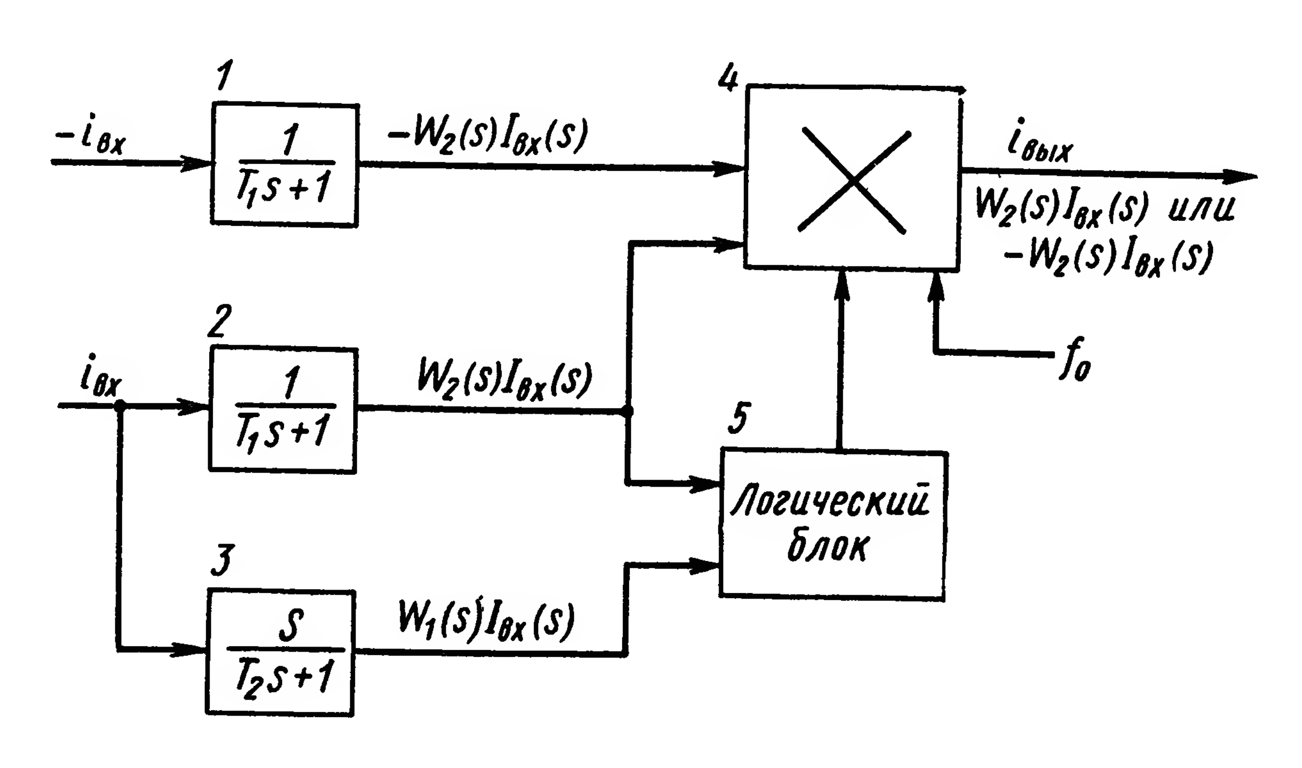


Рис. XI.55. Нелинейное логическое корректирующее устройство

Рассмотренные три нелинейные корректирующие устройства имеют существенные различия. Для первого и второго устройств, описываемых выражениями (XI.119) и (XI.121), эквивалентные амплитудные и фазовая характеристики зависят только от амплитуды входного сигнала $|\,\varepsilon(t)\,| = a \sin \omega t$ и совершенно не зависят от частоты. Третье же устройство, описываемое уравнением (XI.123), имеет эквивалентные характеристики, зависящие как от амплитуды a, так и от частоты ω. Из рис. XI.54, *в* видно, что фазовые характеристики зависят от амплитуды a значительно меньше, чем амплитудные

характеристики. Поэтому в расчетах при различных a можно пользоваться одной усредненной фазовой характеристикой.

Рассмотрим более сложное нелинейное логическое корректирующее устройство (рис. XI.55), в которое входят три линейных корректирующих устройства *1 — 3*, блок перемножения *4* и логический блок *5*. Обозначим передаточные функции 1-го и 2-го блоков

$$W_2(s) = \frac{1}{T_1 s + 1};$$

а 3-го блока

$$W_1(s) = \frac{s}{T_2 s + 1}.$$

На вход схемы подаются токи с противоположными фазами: $i_{вх}$ и $-i_{вх}$. Ток $-i_{вх}$ проходит через линейное устройство $W_2(s)$ на блок перемножения. Ток $i_{вх}$, в свою очередь, проходит через $W_2(s)$ и $W_1(s)$. На выходе фильтра $W_2(s)$ образуется сигнал $W_2(s)\,I_{вх}(s)$, а на выходе фильтра $W_1(s)$ — сигнал $W_1(s)\,I_{вх}(s)$. Эти сигналы поступают на логический блок, в котором выполняются следующие операции:

$$\left.\begin{aligned} A &= 0, \quad \text{если} \quad W_1(s)\,I_{вх}(s) < 0; \\ A &= 1, \quad \text{если} \quad W_1(s)\,I_{вх}(s) > 0; \\ B &= 0, \quad \text{если} \quad W_2(s)\,I_{вх}(s) < 0; \\ B &= 1, \quad \text{если} \quad W_2(s)\,I_{вх}(s) > 0. \end{aligned}\right\} \qquad (XI.124)$$

Сигнал на выходе $I_{вых}$, где A и B — логические высказывания, можно представить в виде

$$\left.\begin{aligned} &\bar{C} \ \text{для} \ I_{вых}(s) = -W_2(s)\,I_{вх}(s); \\ &C \ \text{для} \ I_{вых}(s) = W_2(s)\,I_{вх}(s). \end{aligned}\right\} \qquad (XI.125)$$

Соответствующую формулам (XI.124) и (XI.125) логическую схему можно реализовать на элементах типа ИЛИ (рис. XI.56).

Составим следующую таблицу состояний:

A	B	C
1	1	1
1	0	0
0	1	0
0	0	1

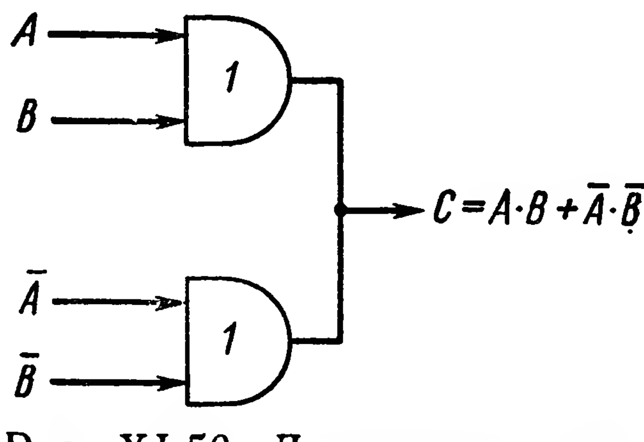


Рис. XI.56. Логическая схема

Из этой таблицы можно найти, что выходная функция

$$C = AB + \bar{A}\bar{B},$$

где $\bar{A}$ обозначает «не A»;
AB обозначает «A и B».

Для полученного нелинейного логического корректирующего устройства также можно определить эквивалентные амплитудную и фазовую характеристики, которые приведены на рис. XI.54, *г*. При этом видно, что в зависимости от амплитуды a изменяется фазовая характеристика, а амплитудная характеристика сохраняет неизменное значение. Последним и отличается данное нелинейное корректирующее устройство (рис. XI.55) от нелинейного устройства коррекции, изображенного на рис. XI.51, в котором изменялась амплитудная характеристика.

Возможны и другие виды нелинейных корректирующих устройств этого типа, в которых с изменением амплитуды входного сигнала значительно меняются как фазовая, так и амплитудная характеристики.

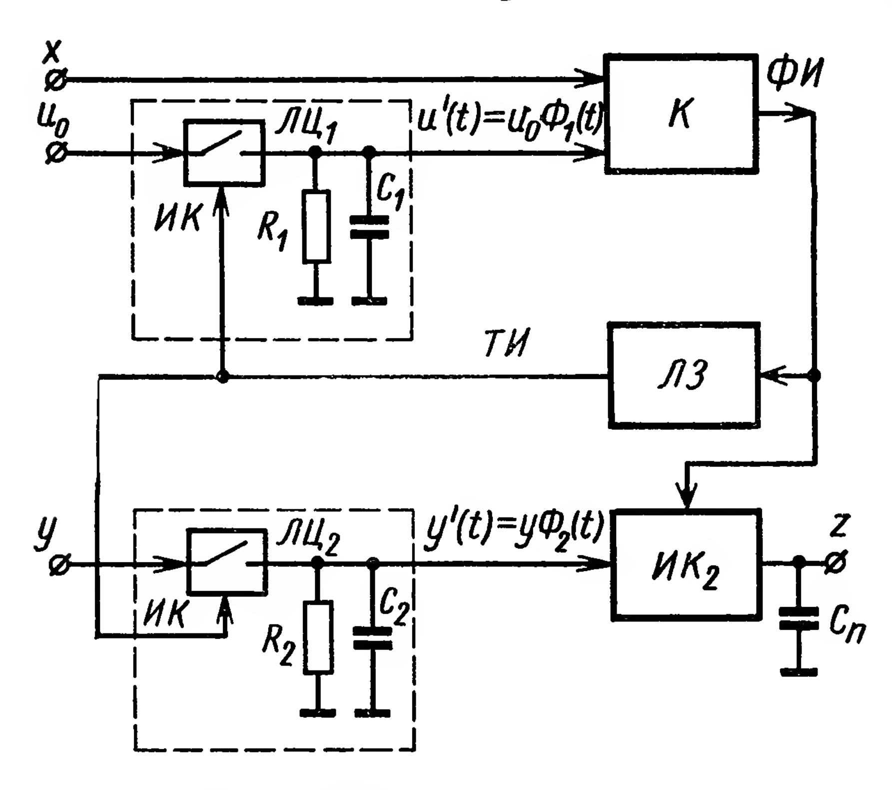


Рис. XI.57. Схема импульсного функционального преобразователя

Для реализации некоторых рассмотренных выше нелинейных корректирующих устройств необходимо множительное устройство. Одна из возможных схем, реализующих алгоритм

$$z = yf(x), \qquad \text{(XI.126)}$$

где y и x — электрические напряжения, символизирующие переменные параметры, приведена на рис. XI.57 [18]. В состав блока входят линейные динамические цепи (*ЛЦ*), компаратор (*К*), импульсные ключи (*ИК*), линия задержки (*ЛЗ*) и заполняющий конденсатор C_n. Работа линейных цепей синхронизируется тактирующими импульсами (*ТИ*) и заключается в генерировании периодических напряжений специальной формы $u'(t)$ и $y_1'(t)$, амплитудно-модулированных входными сигналами u_0 и y_1. Тактовые импульсы поступают через *ЛЗ* с выхода компаратора после определения схемой импульсного значения результата преобразования.

Узлы *ЛЦ*$_1$, *К* и *ЛЗ* образуют управляющий тракт, который вырабатывает временной интервал τ, зависящий от входных сигналов x и u_0, а также от формы генерируемого линейной цепью *ЛЦ*$_1$ напряжения $u'(t)$. Величина параметра τ отсчитывается от конца тактирующего импульса до того момента времени, когда выполняется соотношение $x = u'(t)$.

Последующее преобразование величины τ в выходное напряжение z осуществляется каналом, собранным на элементах *ЛЦ*$_2$, *ИК*$_2$ и C_n путем фиксации мгновенного значения $y'(\tau)$, которое представляет собой импульсную величину и зависит от входных сигналов x, y, u_0 и от параметров линейных цепей *ЛЦ*$_1$ и *ЛЦ*$_2$. Конденсатор C_n запоминает мгновенное значение $y(\tau)$ и сохраняет его в период между импульсами, формируя выходной сигнал в виде

непрерывного электрического напряжения. Для осуществления вычислительных операций используются переходные процессы линейных цепей $ЛЦ_1$ и $ЛЦ_2$. Импульсные ключи *ИК* блоков $ЛЦ_1$ и $ЛЦ_2$ управляются последовательностью *ТИ* и служат для периодического подключения величин u_0 и y к контурам *ЛЦ*. После окончания импульса *ТИ* линейные цепи вырабатывают переходные процессы напряжения $u'(t)$ и $y'(t)$, причем

$$u'(t) = u_0\Phi_1(t); \quad y'(t) = y\Phi_2(t),$$

где $\Phi_1(t)$ и $\Phi_2(t)$ — переходные функции линейных цепей.

В момент равенства мгновенного значения напряжения $u'(t)$ и управляющего сигнала x компаратор *К* генерирует фиксирующий импульс *ФИ*. Интервалу времени τ, который отсчитывается от момента окончания импульса *ТИ* до момента образования импульса *ФИ*, соответствуют следующие соотношения:

$$x = u_0\Phi_1(\tau); \quad \tau = \Phi_1^{-1}\left(\frac{x}{u_0}\right),$$

где Φ_1^{-1} — функция, обратная функции Φ_1.

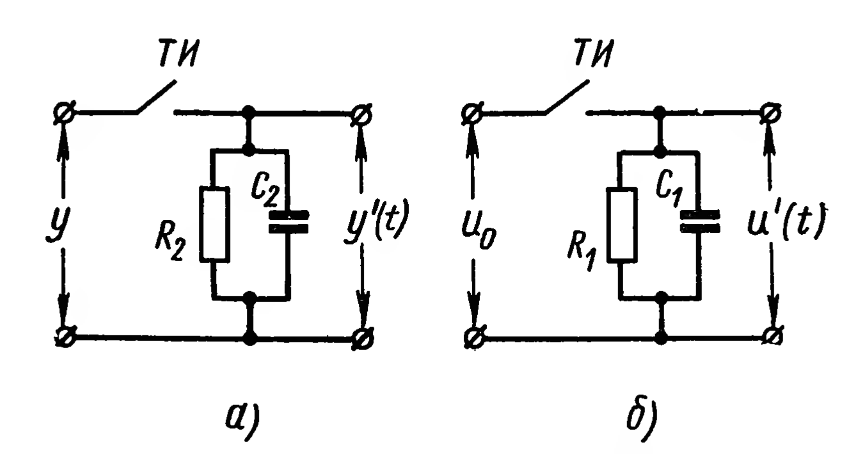


Рис. XI.58. Схемы соединения линейной цепи:

а — для образования $y'(t)$; *б* — для образования $u'(t)$

Кратковременный импульс *ФИ* воздействует на ключ *ИК*, благодаря чему на конденсатор $C_п$ поступает мгновенное значение напряжения $y'(\tau)$. Конденсатор запоминает потенциал $y'(\tau)$ и сохраняет его в период между импульсами, формируя тем самым выходное напряжение

$$z = y\Phi_2(\tau),$$

или

$$z = yf\left(\frac{x}{u_0}\right),$$

где $f\left(\frac{x}{u_0}\right) = \Phi_2\left[\Phi_1^{-1}\left(\frac{x}{u_0}\right)\right]$ функциональная зависимость, определяемая параметрами и структурой линейных цепей.

Если напряжения $u'(t)$ и $y'(t)$ получаются таким образом, как это показано на рис. XI.58, то имеем

$$y'(t) = ye^{-\lambda_2 t}; \quad \lambda_2 = \frac{1}{R_2C_2} \quad (\text{для рис. XI.58, } а);$$

$$u'(t) = u_0e^{-\lambda_1 t}; \quad \lambda_1 = \frac{1}{R_1C_1} \quad (\text{для рис. XI.58, } б);$$

$$z = i_1yx; \quad L = \frac{1}{u_0},$$

т. е. в этом случае осуществляется операция умножения. Выбирая соответствующие ячейки, можно реализовать и другие нелинейные преобразования: деления, умножения сигнала y на функцию от сигнала x и т. д.

Многоканальные нелинейные логические устройства. Более широкий класс динамических характеристик можно получить на нелинейных логических устройствах (фильтрах), использующих кворум-элемент. Такие фильтры получили название кворум-фильтры [2,6]. Они представляют собой безынерционное устройство, в котором реализуется логическая функция мажорирования:

$$y = \max_j (y_1, y_2, \ldots, y_n) = \max(\min F_1, \min F_2, \ldots, \min F_s), \qquad \text{(XI.127)}$$

где $F_1, F_2, \ldots, F_s$ — различные комбинации из чисел $y_1, y_2, \ldots, y_n$ (n — нечетно), такие, что в каждую комбинацию входит $\frac{n+1}{2}$ чисел, а $s = C_n^{\frac{n+1}{2}}$.

В результате выбирается среднее по величине число из ряда $y_1, y_2, \ldots, y_n$. Обобщенная структурная схема кворум-элемента (рис. XI.59) описывается следующей системой уравнений:

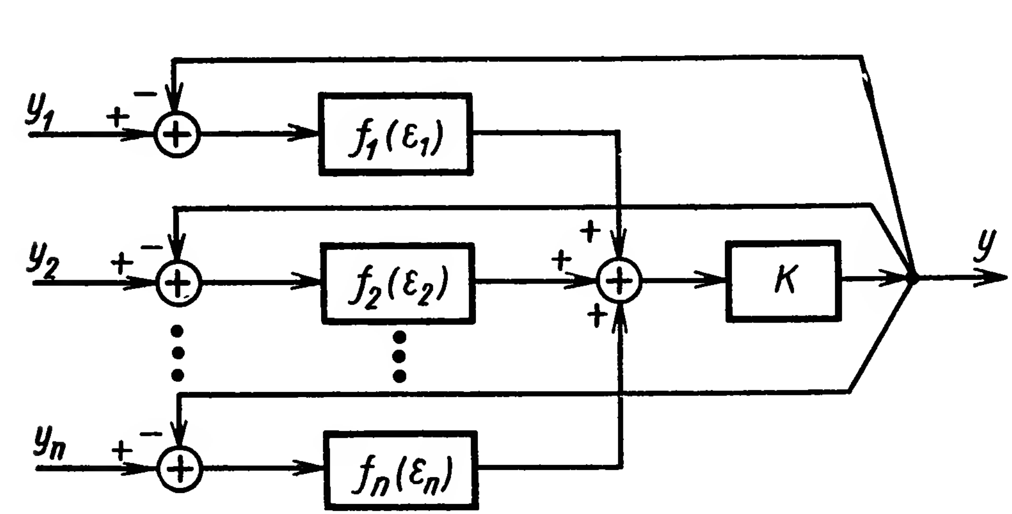


Рис. XI.59. Обобщенная структурная схема кворум-элемента

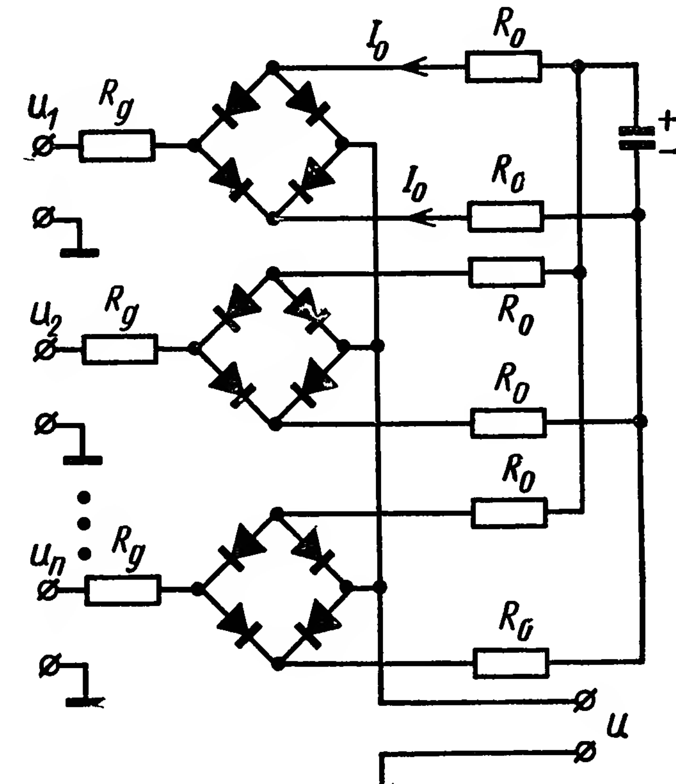


Рис. XI.60. Электрическая схема кворум-элемента

$$\left.\begin{aligned} y &= k\sum_{i=1}^{n} f_i(\varepsilon_i); \quad \varepsilon_i = y - y_i; \\ f(\varepsilon_i) &= \begin{cases} +A & \text{при } \varepsilon_i > 0; \\ -A & \text{при } \varepsilon_i < 0, \end{cases} \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.128)}$$

где k — коэффициент усиления кворум-элемента;

A — постоянный коэффициент.

Рассмотренный кворум-элемент работает следующим образом. При $y_1 = y_2 = \ldots = y_r$ $\left(\text{где } r > \frac{n}{2}\right)$ имеем $y = y_r$. Таким образом, в устройствах выбор такого элемента осуществляется голосованием при совпадении их большинства.

Электрическая схема кворум-элемента [2] приведена на рис. XI.60. Входными сигналами служат независимые электрические напряжения $u_1, u_2, \ldots, u_n$, а выходным сигналом — напряжение u.

Сравнивающее звено можно рассматривать как нелинейное сопротивление с вольт-амперной характеристикой с насыщением по току. Релейный участок характеристики создается диодным мостом.

Для более детального пояснения работы кворум-элемента рассмотрим принципиальную схему устройства, приведенную на рис. XI.61, *а*, на схеме показано несколько нелинейных элементов, включенных на сопротивление нагрузки $R_н$. Устройство в общем случае должно осуществлять следующее: преобразование N электрических сигналов, поступающих в виде напряжений u_1, u_2, ..., ..., u_i, ..., u_N; усреднение большинства сигналов, мало отличающихся

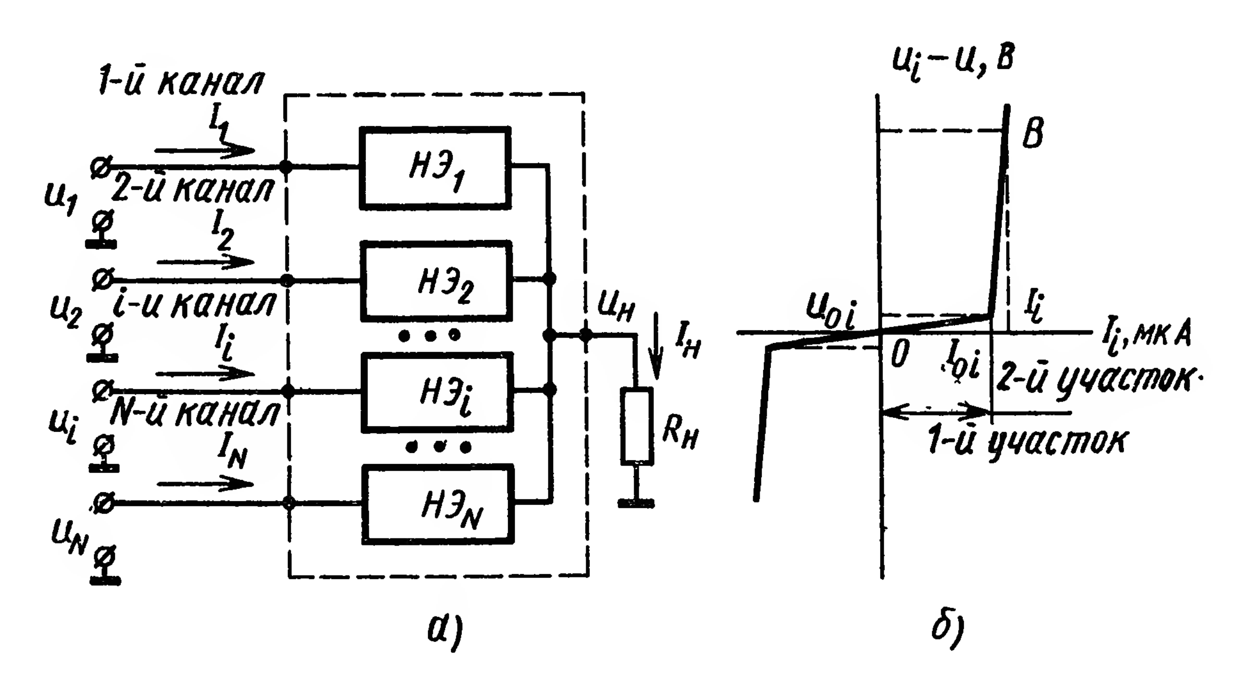


Рис. XI.61. Принципиальная схема и характеристика кворум-элемента:

а — блок-схема; *б* — нелинейная характеристика

по величине, и отбрасывание сигналов, существенно отличающихся от средневесового значения остальных. Выходной сигнал $u_н$ определяется выражением

$$\left.\begin{aligned} u_н &= \frac{\sum\limits_{i=1}^{N-m} a_i U_i}{\sum\limits_{i=1}^{n} a_i}; \\ |u_н - u_i| &\leqslant \Delta_i \quad (i = 1,\ 2,\ \ldots,\ N-m); \\ |u_н - u_i| &> \Delta_i \quad (i = N-m+1,\ \ldots,\ N), \end{aligned}\right\} \quad (XI.129)$$

где a_i — коэффициент преобразования;

Δ_i — пороговое значение напряжений.

Присвоим m сигналам, которые существенно отличаются от средневесового значения остальных, номера от N — (m — 1) до N. При $\Delta_i \to 0$ работа устройства будет описываться уравнением типа (XI. 127).

Для реализации алгоритма (XI.129) статическая вольт-амперная характеристика нелинейного элемента должна иметь вид, показанный на рис. XI.61, *б*. Она состоит из двух участков, разграниченных током отсечки I_{0i} и напряжением отсечки. Сопротивление первого

участка равно $R_i^{(1)}$, динамическое сопротивление второго участка $R_i^{(2)}$, причем $R_i^{(2)} \gg R_i^{(1)}$. Напряжение отсечки $u_{0i} = I_{0i}R_i^{(1)}$.

Рассмотрим принцип действия мажоритарного устройства для случая $i = 3$, принимая для простоты $\Delta_i = \Delta = U_0$, $R_i^{(2)} = \infty$, $a_i : \sum_{i=1}^{3} a_i = \frac{1}{3}$, $R_н = \infty$. Нелинейные элементы характеризуются параметрами $I_{0i} = I_0$, $R_i^{(1)} = R^{(1)}$, $u_{0i} = u_0$. Выделим три режима работы: осреднения, запирания цепи одного из сигналов и выборки промежуточного сигнала.

Для случая $u_0 = \Delta \to \infty$ имеет место только режим выборки промежуточного сигнала, а для случая $u_0 \neq 0$ — режим выборки наблюдается при значительном расхождении напряжений u_1, u_2, u_3, так что $|u_1 - u_2| > u_0$, $|u_1 - u_3| > u_0$, $|u_2 - u_3| > u_0$.

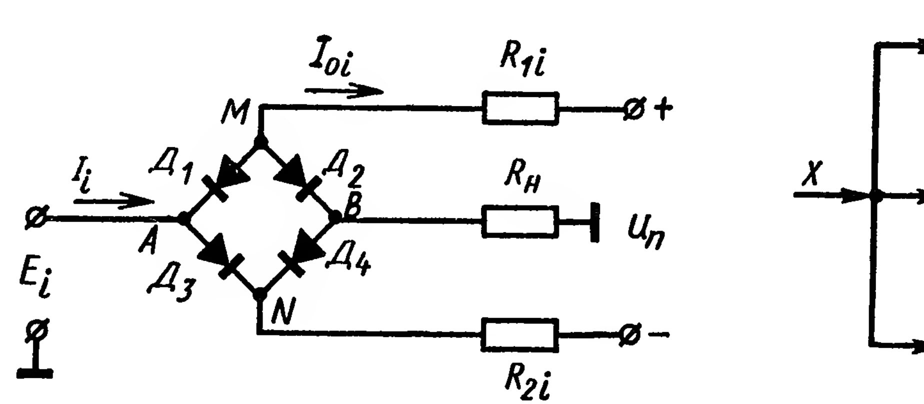


Рис. XI.62. Схема нелинейного элемента на диодах

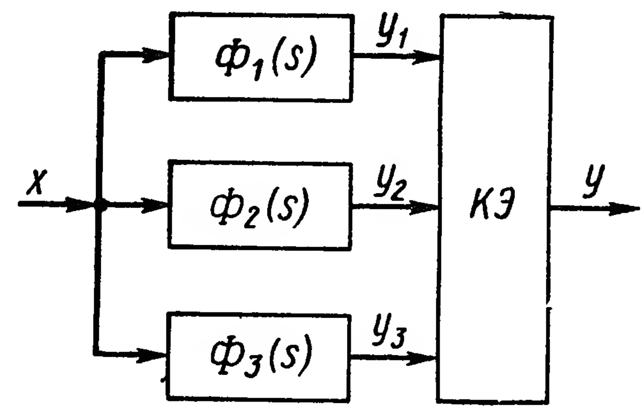


Рис. XI.63. Структурная схема кворум-фильтра

Пусть $u_3 > u_2 > u_1$. Уравнительный ток I_0 в режиме выборки замыкается по 1 и 3-му каналам, причем $I_1 = I_3$. Во 2-м канале ток отсутствует. Вследствие насыщения $НЭ_1$ и $НЭ_3$ в 1 и 3-м каналах имеют место бесконечные динамические сопротивления. Благодаря малости сопротивления 2-го канала $u = u_2$.

Нелинейный элемент представляет собой диодный мост (рис. XI.62), по диагонали MN которого протекает ток от источника постоянного напряжения $u_п$ через весьма большие резисторы R_{1i} и R_{2i}. Данный ток создает на полупроводниковых элементах схемы падение напряжения, приложенное к диодам в прямом направлении, и снижает тем самым сопротивление диагонали AB до величины динамического сопротивления открытого диода ($R_{AB}^{(1)} = R_{нэi}^{(1)} < 50$ Ом).

Выходной ток I_i приводит к появлению на элементах D_1, D_4 (или D_2, D_3) компенсирующего напряжения. При величине тока $|I_i| = I_{0i}$ отпирающее напряжение на диодах полностью компенсируется, мост запирается и динамическое сопротивление диагонали AB определяется величиной сопротивлений

$$R_{1i} \text{ и } R_{2i} \; (R_{AB}^{(2)} = R_{нэi}^{(2)} > 5 \cdot 10^4 \text{ Ом}).$$

Таким образом, рассмотренный диодный мост обладает характеристикой, приведенной на рис. XI.61, *б*.

Структурная схема кворум-фильтра с тремя каналами приведена на рис. XI.63. Входной сигнал x преобразуется с помощью трех

линейных или нелинейных фильтров и подается на три входа кворум-элемента. Формирование выходного сигнала y по трем сигналам y_i ($i = 1, 2, 3$) показано на рис. XI.64. Путем соответствующего подбора передаточных функций можно реализовать широкий класс динамических характеристик.

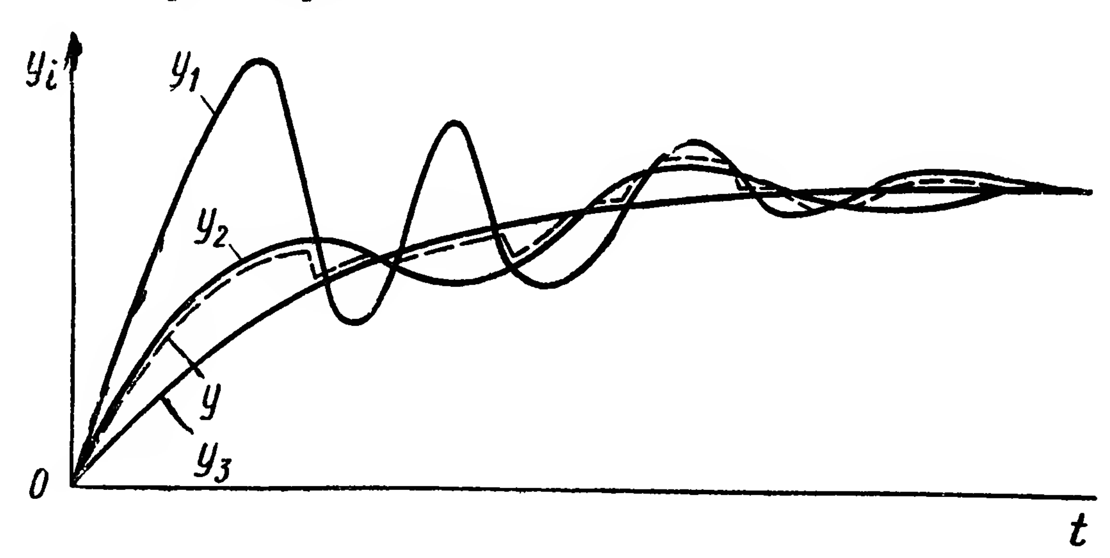


Рис. XI.64. Графическое построение выходного сигнала кворум-элемента

Для кворум-элементов с тремя входами уравнение (XI. 127) может быть записано в виде

$$y = \max\,[\min\,(y_1,\ y_2);\quad \min\,(y_1,\ y_3);\quad \min\,(y_2,\ y_3)]. \qquad \text{(XI.130)}$$

Это выражение может быть преобразовано следующим образом:

$$y = \frac{1}{4}\,(y_1 + 1{,}5y_2 + 1{,}5y_3 + 0{,}5\alpha_{23} + \gamma_{11} - \gamma_{21}) =$$

$$= \frac{1}{4}\,(y_2 + 1{,}5y_3 + 1{,}5y_1 + 0{,}5\alpha_{13} + \gamma_{12} - \gamma_{22}) =$$

$$= \frac{1}{4}\,(y_3 + 1{,}5y_1 + 1{,}5y_2 + 0{,}5\alpha_{12} + \gamma_{13} - \gamma_{23}); \qquad \text{(XI.131)}$$

где

$$\alpha_{12} = |\,y_1 - y_2\,|;\quad \alpha_{23} = |\,y_2 - y_3\,|;\quad \alpha_{13} = |\,y_1 - y_3\,|;$$

$$\gamma_{11} = |\,y_1 - 0{,}5y_2 - 0{,}5y_3 + 0{,}5\alpha_{23}\,|;$$

$$\gamma_{21} = |\,y_1 - 0{,}5y_2 - 0{,}5y_3 - 1{,}5\alpha_{23} + \gamma_{11}\,|;$$

$$\gamma_{13} = |\,y_3 - 0{,}5y_1 - 0{,}5y_2 + 0{,}5\alpha_{12}\,|;$$

$$\gamma_{23} = |\,y_3 - 0{,}5y_1 - 0{,}5y_2 - 1{,}5\alpha_{12} + \gamma_{13}\,|;$$

$$\gamma_{12} = |\,y_2 - 0{,}5y_1 - 0{,}5y_3 + 0{,}5\alpha_{13}\,|;$$

$$\gamma_{22} = |\,y_2 - 0{,}5y_1 - 0{,}5y_3 - 1{,}5\alpha_{13} + \gamma_{12}\,|.$$

Рассмотрим две наиболее часто используемые разновидности структурных схем кворум-фильтра (рис. XI.65, *а, б*).

Для структурной схемы, приведенной на рис. XI.65, *а*, выходной сигнал

$$y = \max\,\{\min\,(y_1;\ y_2);\quad \min\,[y_3;\ \max\,(y_1;\ y_2)]\} = \frac{1}{2}\,(y_1 + y_2 + |\,y_1 - y_2\,|\,\mathrm{sign}\,y_3). \qquad \text{(XI.132)}$$

Для структурной схемы, приведенной на рис. XI.65, *б*, выходной сигнал

$$y = \frac{1}{4}(1{,}5y_1 + 1{,}5y_2 + 0{,}5\alpha_{12} + \gamma_{13} - \gamma_{23}), \qquad \text{(XI.133)}$$

где

$$\alpha_{12} = |y_1 - y_2|;$$
$$\gamma_{13} = |-0{,}5(y_1 + y_2) + 0{,}5\alpha_{12}|;$$
$$\gamma_{23} = |-0{,}5(y_1 + y_2) - 1{,}5\alpha_{12} + \gamma_{13}|.$$

Для построения частотных характеристик таких фильтров можно использовать метод гармонической линеаризации. При подаче на вход кворум-фильтра сигнала $x = x_1 \sin \omega t$ выходной

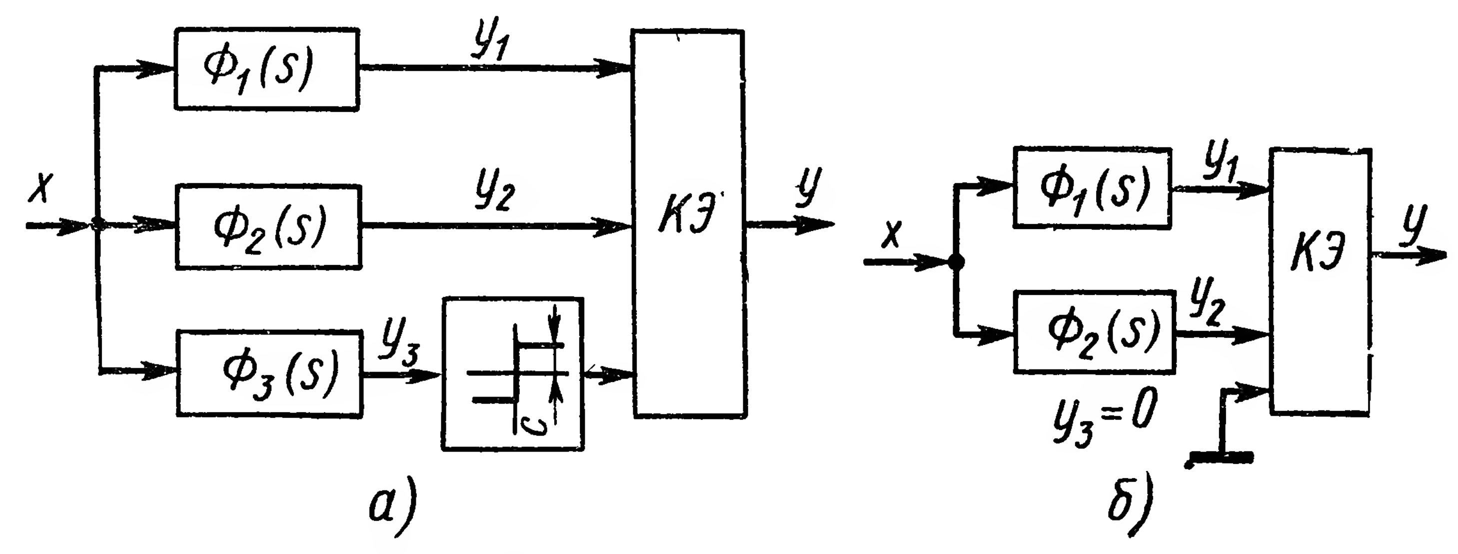


Рис. XI.65. Схемы кворум-фильтров:

а — с тремя элементами и релейным блоком; *б* — с двумя элементами

сигнал y может быть разложен в ряд Фурье. Задача состоит в определении коэффициентов Фурье. Представим операторы линейных фильтров в виде

$$\left.\begin{array}{c} \Phi_1(j\omega) = P_1(\omega) + jQ_1(\omega); \quad \Phi_2(j\omega) = P_2(\omega) + jQ_2(\omega); \\ \Phi_3(j\omega) = P_3(\omega) + jQ_3(\omega). \end{array}\right\} \qquad \text{(XI.134)}$$

Примем следующие обозначения:

$$\left.\begin{array}{c} y_1 = x_1 A_1 \sin(\omega t + \varphi_1); \quad y_2 = x_1 A_2 \sin(\omega t + \varphi_2); \\ y_3 = x_1 A_3 \sin(\omega t + \varphi_3); \; y_1 + y_2 = x_1 M \sin(\omega t + \psi_1); \\ |y_1 - y_2| = x_1 N \sin(\omega t + \psi_2). \end{array}\right\} \qquad \text{(XI.135)}$$

Тогда выражение (XI.132) можно представить в виде

$$y(\omega t) = \frac{x_1}{2}\{M \sin(\omega t + \varphi_1) + N\,|\sin(\omega t + \psi_2)|\,\operatorname{sign}(\omega t + \varphi_3)]\}. \qquad \text{(XI.136)}$$

На отрезке $0 \div 2\pi$ равенство (XI.136) может быть записано в более удобной для вычисления коэффициентов Фурье форме:

$$y(\omega t) = \begin{cases} M \sin(\omega t + \psi_1) + N \sin(\omega t + \psi_2), \quad \omega t_1 = \omega t + \varphi_3 \\ \qquad\qquad \text{при } 0 < \omega t_1 \leqslant \pi + \varphi_3 - \psi_2; \\ \pi \leqslant \omega t_1 \leqslant 2\pi + \varphi_3 - \psi_2; \quad M \sin(\omega t + \psi_1) - N \sin(\omega t + \psi_2) \\ \qquad\qquad \text{при } \pi + \varphi_3 - \psi_2 \leqslant \omega t_1 \leqslant \pi; \\ 2\pi - \psi_2 + \varphi_3 \leqslant \omega t_1 \leqslant 2\pi. \end{cases} \qquad \text{(XI.137)}$$

Подставив выражение для $y(\omega t)$ в систему уравнений (XI.99)—(XI.101) и произведя соответствующие вычисления, получим формулы для вычисления c_0, c_1, d_1:

$$c_0 = 0; \tag{XI.138}$$

$$c_1 = \frac{x_1 M}{2} \sin\psi_1 + \frac{x_1 N}{2\pi} \{[\pi - 2\,|\psi_2 - \varphi_3|] \sin\psi_2 + 2\sin(\psi_2 - \varphi_3)\,|\sin\varphi_3\}; \tag{XI.139}$$

$$d_1 = \frac{x_1 M}{2} \cos\psi_1 + \frac{x_1 N}{2\pi} \{[\pi - 2\,|\psi_2 - \varphi_3|] \cos\psi_2 + 2\cos\varphi_3 \times \times |\sin(\psi_2 - \varphi_3)|\}. \tag{XI.140}$$

Амплитудная и фазовая частотные характеристики гармонически линеаризованного фильтра по первой гармонике определяются по формулам типа (XI.103), (XI.104). Аналогично можно вычислить коэффициенты Фурье для структурной схемы кворум-фильтра, приведенной на рис. XI.65, *б*:

$$c_1 = \frac{1{,}5x_1 M}{4} \cos\psi_1 + \frac{x_1}{4\pi} \Big\{A_2 \Big[\frac{3}{2}\pi + 3\varphi_2 - 2\psi_2 - \varphi_1\Big] \cos\varphi_2 + A_1 \times \times \Big(-\frac{\pi}{2} + 2\psi_2 - 3\varphi_1 + \varphi_2\Big) \cos\varphi_1 + N(-\pi + 2\psi_2 - \varphi_2 - \varphi_1)\cos\psi_2 - - A_1 [2\sin(\varphi_2 - \psi_2)\cos\psi_2 + \sin(\varphi_2 - \varphi_1)\cos\varphi_1] + + A_1 [2\sin(\varphi_1 - \psi_2)\cos\psi_2 + \sin(\varphi_1 - \varphi_2)\cos\varphi_2] - N \times \times [\sin(\psi_2 - \varphi_2)\cos\varphi_2 + \sin(\psi_2 - \varphi_1)\cos\varphi_1]\Big\}; \tag{XI.141}$$

$$d_1 = \frac{1{,}5x_1 M}{4} \sin\psi_1 + \frac{x_1}{4\pi} \Big\{A_2 \Big[\frac{3}{2}\pi + 3\varphi_2 - 2\psi_2 - \varphi_1\Big] \sin\varphi_2 + A_1 \times \times \Big(-\frac{\pi}{2} + 2\psi_2 - 3\varphi_1 + \varphi_2\Big) \sin\varphi_1 + N(-\pi + 2\psi_2 - \varphi_2 - \varphi_1) \times \times \sin\varphi_1 - A_2 [2\sin(\varphi_2 - \psi_2)\sin\psi_2 + \sin(\varphi_2 - \varphi_1)\sin\varphi_1| + + A_1 [2\sin(\varphi_1 - \psi_2)\sin\psi_2 + \sin(\varphi_1 - \varphi_2)\sin\varphi_2] - N \times \times [\sin(\psi_2 - \varphi_2)\sin\varphi_2 + \sin(\psi_2 - \varphi_1)\sin\varphi_1]\Big\}. \tag{XI.142}$$

Для построения нелинейного корректирующего устройства, описываемого уравнением типа (XI.132), в схеме на рис. XI.65, *а* достаточно принять

$$\Phi_1(s) = -\Phi_2(s) = 1; \quad \Phi_3(s) = G(s); \quad C > 1. \tag{XI.143}$$

Для построения нелинейного фильтра низких частот с круто падающей амплитудно-частотной характеристикой без фазового запаздывания достаточно принять

$$\Phi_1(s) = 1; \quad \Phi_2(s) = 1 + 2T\xi s + T^2 s^2, \tag{XI.144}$$

что соответствует следующим выражениям для y_i ($i = 1, 2, 3$):

$$y_1 = x; \quad y_2 = x + 2T\xi\dot{x} + T^2\ddot{x}; \quad y_3 = 0. \tag{XI.145}$$

Изменения сигналов y_1, y_2 и y во времени при гармоническом входном сигнале приведены на рис. XI.66 *. Из рис. XI.66 видно, что при $\xi = 0$ до частоты $\omega_{\text{среза}} = \frac{1}{T}$ происходит ослабление амплитуды выходного сигнала, а после частоты $\omega_{\text{среза}}$ выходной сигнал полностью подавляется. При этом фазовые искажения отсутствуют. Однако фильтры, работающие в соответствии с алгоритмом (XI.131) и (XI.145), обладают общим недостатком, заключающимся в том,

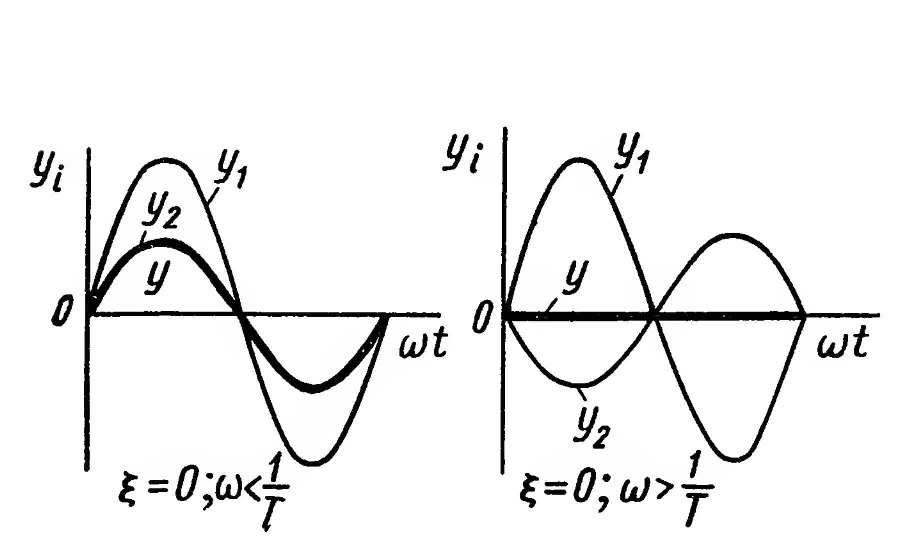


Рис. XI.66. Графическое построение выходного сигнала согласно алгоритмов (XI.131), (XI.145) при входном сигнале $x = x_1 \sin \omega t$

Рис. XI.67. Графическое построение выходного сигнала согласно алгоритма (XI.147) при входном сигнале $x = x_0 + x_1 \sin \omega t$

что их динамические характеристики в значительной степени зависят от присутствия во входном сигнале низкочастотных составляющих и, в частности, постоянной составляющей.

На рис. XI.67 приведены графики изменения во времени сигналов y_1, y_2 и y при входном сигнале

$$x = x_0 + x_1 \sin \omega t. \qquad \text{(XI.146)}$$

Как видно из рис. XI.67, при частоте $\omega > \frac{1}{T}$ составляющая $x_1 \sin \omega t$ не подавляется. Кроме того, происходит значительное ослабление постоянной составляющей x_0, которая должна проходить без искажения.

Рассмотрим алгоритм работы кворум-элемента, охваченного единичной малоинерционной положительной обратной связью по одному из его трех входов. Схема, изображенная на рис. XI.68 представляет собой логическое устройство с двумя входами y_1 и y_2 и одним выходом y. Алгоритм работы такого устройства может быть записан в виде [3]:

$$y = \left\{ \begin{array}{ll} y_1 & \text{при } (y_2 - y_1)(y_1 - y_3) \geqslant 0; \\ y_2 & \text{при } (y_1 - y_2)(y_2 - y_3) \geqslant 0; \\ y_3^* & \text{при } (y_1 - y_3)(y_3 - y_2) > 0, \end{array} \right\} \qquad \text{(XI.147)}$$

где $y = y_3 + T_3 \dot{y}_3$;

* Здесь и в далее на рисунках сигнал y будет изображаться жирными сплошными линиями.

y_3^* — постоянное значение сигнала y_3, соответствующее моменту времени t^*, когда величина $(y_1 - y_3)(y_3 - y_2)$ становится положительной. Действительно, в момент времени t^* сигнал y_3 оказывается средним по отношению к y_1 и y_2 и $y = y_3$. Это эквивалентно охвату апериодического звена $\frac{1}{T_3 s + 1}$ единичной положительной обратной связью, в результате чего его передаточная функция превращается в $\frac{1}{T_3 s}$. Так как входной сигнал при этом отсутствует, то происходит запоминание величины $y_3 = y_3^*$, соответствующее моменту времени t^*. Запомненное значение y_3^* сохраняется до тех пор, пока выполняется неравенство $(y_1 - y_3)(y_3 - y_2) > 0$. После этого момента времени на выход будет проходить тот из сигналов y_1 и y_2, который в данное мгновение является средним,

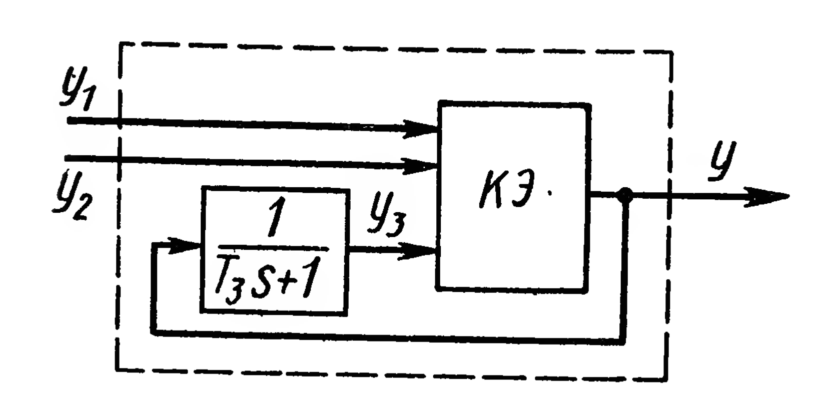


Рис. XI.68. Кворум-элемент, охваченный положительной обратной связью

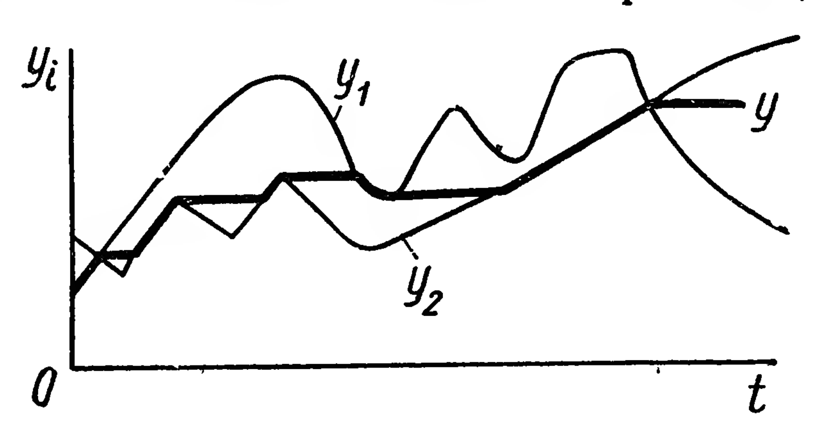


Рис. XI.69. Кривые изменения выходного сигнала кворум-элемента, охваченного положительной обратной связью

а величина y_3 будет отслеживать с постоянной времени T_3 значение выходного сигнала. Постоянную времени T_3 можно выбрать достаточно малой и считать, что сигнал y_3 практически безынерционно отслеживает выходной сигнал.

Таким образом, кворум-элемент с положительной обратной связью все время поддерживает выходной сигнал y в «трубке», образованной изменяющимися во времени сигналами y_1 и y_2 (рис. XI.69).

Алгоритм (XI.147) может быть использован для построения нелинейного фильтра низких частот, если положить

$$y_1 = x; \quad y_2 = x + 2T\xi\dot{x} + T^2\ddot{x}. \tag{XI.148}$$

Изменение сигналов y_1, y_2 и y для случая, когда входной сигнал x изменяется согласно формуле (XI.146), приведено на рис. XI.70, для двух случаев $\xi = 0$ и $\xi \neq 0$. При $\xi = 0$, начиная с частоты $\omega_{среза} = \frac{1}{T}$, выходной сигнал $y = x_0$, т. е. осуществляется полное подавление высокочастотной составляющей $x_1 \sin \omega t$ сигнала x (рис. XI.70, *б*).

В диапазоне частот от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{ср}$ имеет место незначительное фазовое запаздывание y относительно x, пропорциональное площади, заключенной между кривыми, отмеченными точками A, B, C (рис. XI.70, *а*). При $\xi \neq 0$ в зависимости от ω могут иметь место два случая (см. рис. XI.70, *в*, *г*). Следует заметить, что, начи-

ная с некоторой частоты ω, фазовое запаздывание пропадает. Полное подавление составляющей $x_1 \sin \omega t$ имеет место при $\omega \to \infty$.

Выведем выражения для амплитудной и фазовой частотных характеристик нелинейного фильтра низких частот по первой гармонике для случая $\xi \neq 0$ (рис. XI.70, *в*, *г*).

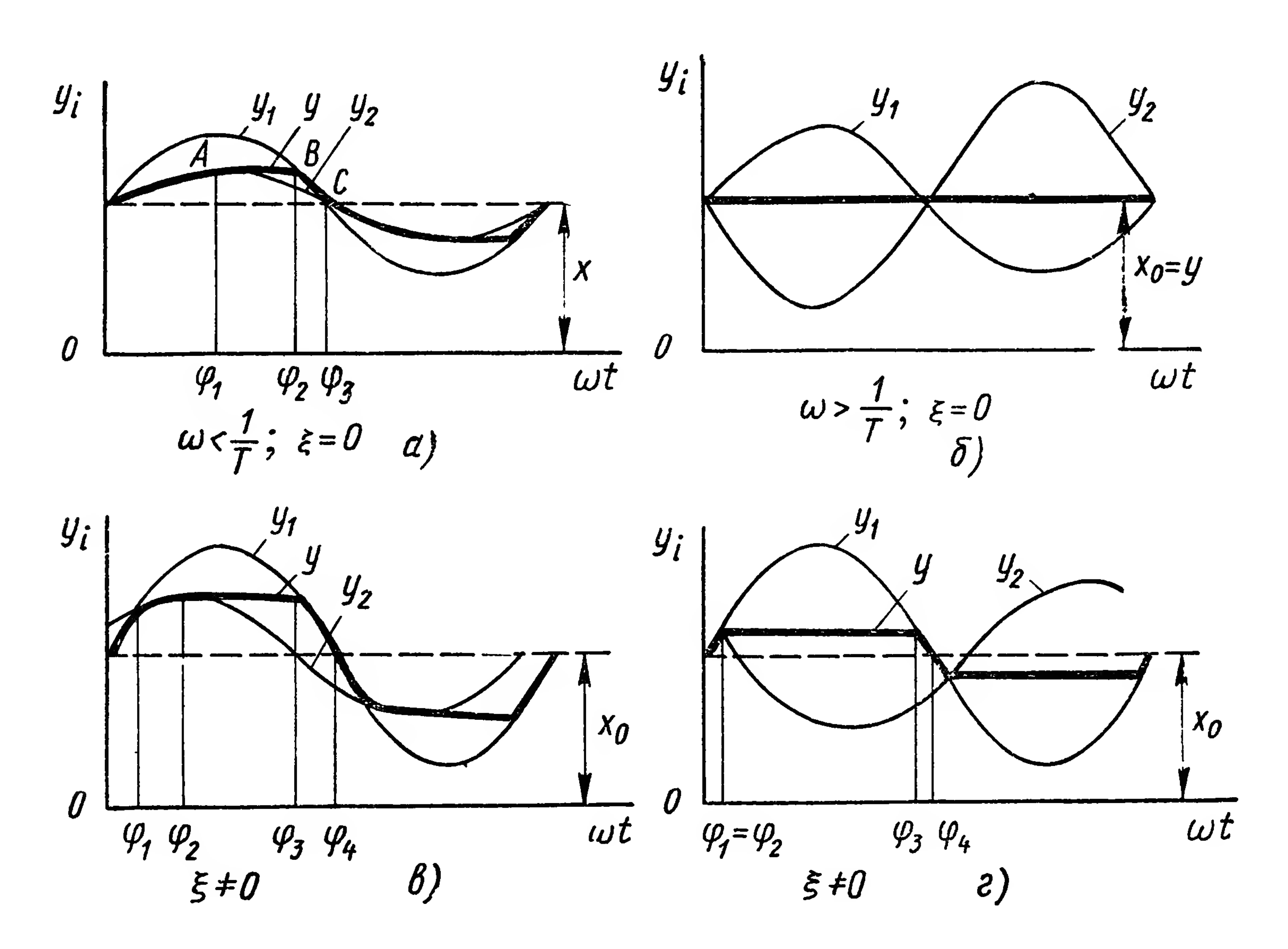


Рис. XI.70. Графическое построение выходного сигнала согласно алгоритмов (XI.146), (XI.147) при входном сигнале:

а — для случая $\omega < \frac{1}{T}$, $\xi = 0$; *б* — для случая $\omega > \frac{1}{T}$, $\xi = 0$; *в* — для случая $\omega < \frac{1}{T}$, $\xi \neq 0$; *г* — для случая $\omega > \frac{1}{T}$, $\xi \neq 0$

При входном сигнале (XI.146) выражения для y_1 и y_2 согласно (XI.148) примут вид

$$y_1 = x_0 + x_1 \sin \omega t; \qquad \text{(XI.149)}$$

$$y_2 = x_0 + x_1 N \sin (\omega t + \psi), \qquad \text{(XI.150)}$$

где

$$N = \sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4T^2\xi^2\omega^2}; \qquad \text{(XI.151)}$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{2T\xi\omega}{1 - T^2\omega^2}. \qquad \text{(XI.152)}$$

Амплитудная $A(\omega)$ и фазовая $\theta(\omega)$ частотные характеристики фильтра по первой гармонике определяются по уравнениям типа (XI.103), (XI.104).

Для вычисления c_1, d_1, c_0 проинтегрируем кривую $y(\omega t)$ (рис. XI.70, *в*, *г*).

Поскольку кривая $y(\omega t)$ симметрична, то интервал интегрирования можно взять равным от 0 до π:

$$c_1 = \frac{2}{\pi}\left[\int_0^{\varphi_1} y_1(\omega t)\cos\omega t d(\omega t) + \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} y_2(\omega t)\cos\omega t d(\omega t) + \right.$$

$$+ \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} N\cos\omega t\, d(\omega t) + \int_{\varphi_3}^{\pi} y_1(\omega t)\cos\omega t\, d(\omega t) =$$

$$= \frac{2x_1}{\pi}\left[0{,}5(\sin^2\varphi_1 - \sin^2\varphi_3) + P_1\right], \qquad \text{(XI.153)}$$

где

$$P_1 = \begin{cases} 0{,}5N\left[(\varphi_2 - \varphi_1)\sin\psi + 0{,}5\cos(2\varphi_1 + \psi) - 0{,}5\cos(2\varphi_2 + \psi) + \right. \\ \left. + 2\sin\varphi_3 - 2\sin\varphi_2\right] \quad \text{при } \varphi_2 > \varphi_1; \\ \sin\varphi_1(\sin\varphi_3 - \sin\varphi_1) \quad \text{при } \varphi_2 \leqslant \varphi_1. \end{cases}$$

Аналогично определяются d_1 и c_0:

$$d_1 = \frac{2x_1}{\pi}\left[0{,}5(\varphi_1 - \varphi_3 + \pi - \sin\varphi_1\cos\varphi_1 + \right.$$

$$\left. + \sin\varphi_3\cos\varphi_3) + P_2\right]; \qquad \text{(XI.154)}$$

здесь

$$P_2 = \begin{cases} 0{,}5N\left[(\varphi_2 - \varphi_1)\cos\psi - 2\sin(2\varphi_2 + \psi) + \right. \\ \left. + 2\sin(2\varphi_1 + \psi) - 2\cos\varphi_3 + 2\cos\varphi_2\right] \quad \text{при } \varphi_2 > \varphi_1; \\ \sin\varphi_1(\cos\varphi_1 - \cos\varphi_3) \quad \text{при } \varphi_2 \leqslant \varphi_1; \\ c_0 = x_0. \end{cases} \qquad \text{(XI.155)}$$

Значение угла φ_1 находится из условия

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{N\sin\psi}{1 - N\cos\psi}. \qquad \text{(XI.156)}$$

Угол φ_2 для случая $\varphi_2 < \varphi_1$ определяется из уравнения

$$\varphi_2 + \psi = \frac{\pi}{2}. \qquad \text{(XI.157)}$$

Для случая $\varphi_2 \leqslant \varphi_1$ имеем

$$\varphi_2 = \varphi_1, \qquad \text{(XI.158)}$$

Угол φ_3 для случая $\varphi_2 < \varphi_1$ определяется из условия

$$\varphi_3 = \arcsin(N\sin\varphi_2). \qquad \text{(XI.159)}$$

При $\varphi_2 \leqslant \varphi_1$ имеем

$$\varphi_3 = \pi - \varphi_1. \qquad \text{(XI.160)}$$

Частотные характеристики фильтра при $T = 1{,}0$ *с* $\xi = 0{,}1$ приведены на рис. XI.71. Следует заметить, что «чистую» вторую производную сигнала практически получить нельзя. При ее практи-

ческом получении в левую часть второго уравнения (XI.148) вводится оператор дифференцирования типа $(T_1 p + 1)^2$, где $p = \frac{d}{dt}$. Чтобы сохранить прежний фазовый сдвиг между сигналами y_1 и y_2, такой же оператор вводится в левую часть первого уравнения (XI.148). Этот оператор вносит незначительные искажения в вычисленные

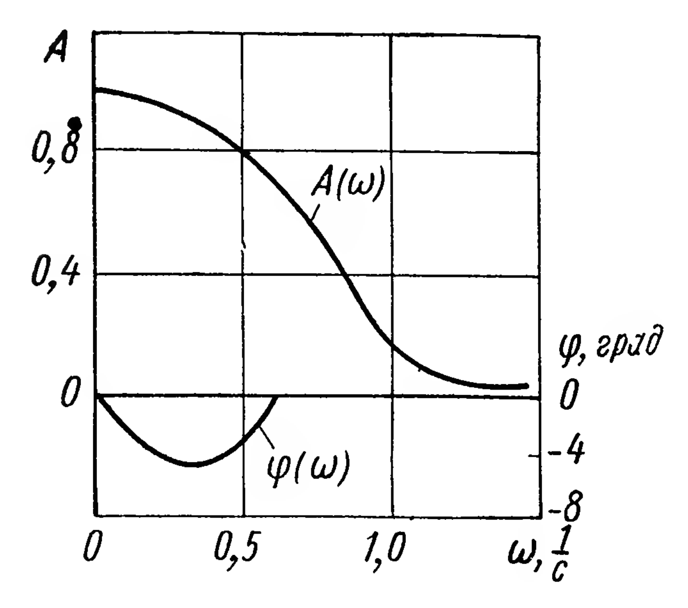


Рис. XI.71. Частотные характеристики кворум-фильтра при $T = 1c$; $\xi = 0,1$

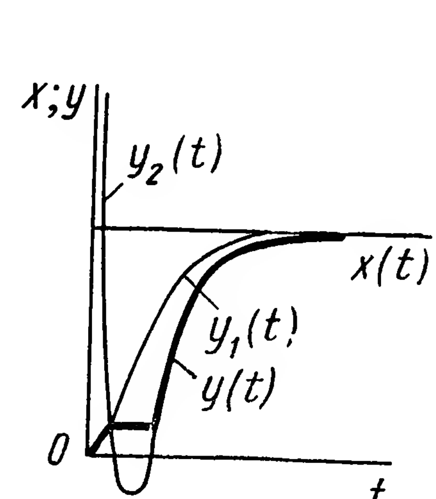


Рис. XI.72. Переходный процесс в кворум-фильтре

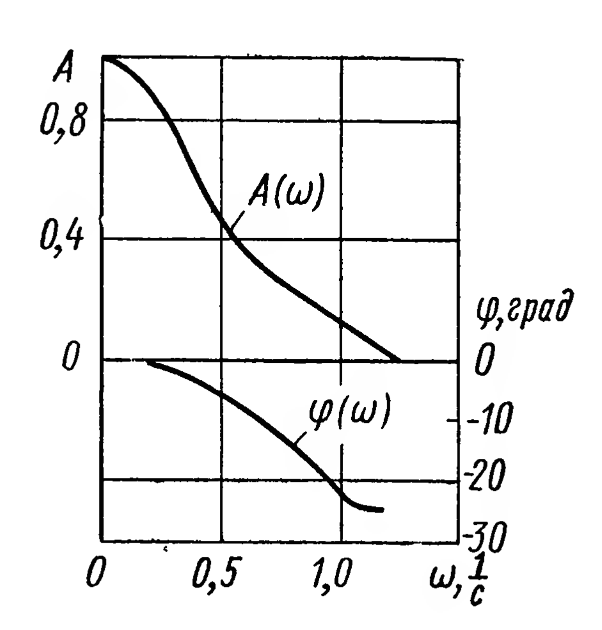


Рис. XI.73. Частотные характеристики кворум-фильтра при $T = 1c$; $\xi = 0$

частотные характеристики (рис. XI.71), которые сводятся к некоторому увеличению фазового запаздывания, зависящему от величины $T_1 \ll T$.

Для построения переходных процессов входной сигнал представляется в виде единичной ступенчатой функции, сигналы $y_1(t)$ и $y_2(t)$ вычисляются при этом по уравнениям

$$y_1(t) = 1 - \frac{T_1 + t}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}; \qquad \text{(XI.161)}$$

$$y_2(t) = \frac{T^2}{T_1^3}(T_1 - t) e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{2T\xi}{T_1^2} t e^{-\frac{t}{T_1}} + 1 - \frac{T_1 + t}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}. \qquad \text{(XI.162)}$$

Вид переходного процесса $y(t)$, построенный с использованием выражений (XI.147), (XI.161) и (XI.162), приведен на рис. XI.72.

Для случая $\xi = 0$ применяют следующие упрощенные формулы:

$$c_1 = \frac{2x_1}{\pi}[0,5N^2 - 0,5N]; \qquad \text{(XI.163)}$$

$$d_1 = \frac{2x_1}{\pi}\left[0,5\pi + 0,25\pi N - 0,5N\sqrt{1 - N^2} - 0,5\varphi_3\right], \qquad \text{(XI.164)}$$

здесь

$$N = \sin\varphi_3 = 1 - T^2\omega^2. \qquad \text{(XI.165)}$$

Частотные характеристики для случая $T = 1,0$ с приведены на рис. XI.73. Они не зависят от присутствия в гармоническом сигнале

постоянной составляющей. Такой нелинейный фильтр низких частот может найти применение для стабилизации системы управления, параметры которой изменяются во время работы в широких пределах.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Алекперов В. П., Вальков Л. С., Хабаров В. С.** Гармоническая линеаризация логических законов СПС. Сб. «Системы с переменной структурой и их применение в задачах автоматизации полета». Под ред. Б. Н. Петрова и С. В. Емельянова. М., «Наука», 1968, с. 104—109.

2. **Алекперов В. П.., Браславский Д. А., Зубков М. Я., Якубович А. М.** Фильтры переменной структуры на основе кворум-элемента (кворум-фильтры). «Автоматика и телемеханика», 1970, № 5, с. 154—162.

Алекперов В. П., Браславский Д. А., Гусаров Г. И. Один алгоритм построения корректирующих фильтров переменной структуры на основе кворум-элемента. «Автоматика и телемеханика», 1971, № 12, с, 123—129.

4. **Беллман Р.** Динамическое программирование. М , ИИЛ, 1960, 400 с.

5. **Болтянский В. Г.** Математические методы оптимального управления. Изд. 2-е. М., «Наука», 1969, 408 с.

6. **Браславский Д. А.** Кворум-элемент для устройств с функциональной избыточностью. Сб. «Системы с переменной структурой и их применение в задачах автоматизации полета». Под ред. Б. Н. Петрова и С. В. Емельянова. М., «Наука», 1968, с. 217—225.

7. **Емельянов С. В.** Системы автоматического управления с переменной структурой. М.,.«Наука», 1968, с. 153.

8. **Знаменский А. Е., Теплюк И. Н.** Активные RC-фильтры. М., «Связь», 1970, с. 275.

9. **Корректирующие** цепи в автоматике. Сборник переводов статей. М., ИЛ, 1954, с. 519.

10. **Нелинейные** корректирующие устройства в системах автоматического управления. Под ред. Е. П. Попова, Ю. И. Топчеева М., «Машиностроение», 1971, с. 466

11 **Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф.** Математическая теория оптимальных процессов. Физматгиз, 1961, с. 391.

12. **Современные** методы проектирования систем автоматического управления. Под ред. Б. Н. Петрова, В. В.,Солодовникова, Ю. И. Топчеева. М., «Машиностроение», 1967, с. 703.

13. **Солодовников В. В.** Синтез корректирующих устройств следящих систем при типовых воздействиях. «Автоматика и телемеханика», т. XII, 1951, № 5, с. 352—388.

14. **Техническая** кибернетика. Теория автоматического регулирования, кн. 1, 2. Под ред В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1967, 768 с, 679 с.

15. **Траксел Дж.** Синтез систем автоматического регулирования. М., «Машгиз», 1959, 614 с.

16. **Хлыпало Е. И.** Нелинейные системы автоматического регулирования. М., «Энергия», 1967, 451 с.

17. **Чесноков Г. И.** Бесконтактный импульсный функциональный преобразователь для систем автоматического управления. «Приборы и системы управления», 1968, № 1, с. 15—20.

18 **Чесноков Г. И., Якубович А. М.** Аналоговое мажоритарное устройство с усреднением большинства сигналов. — «Автоматика и телемеханика», 1968, № 8, с. 137—145.

19. **Neustadt L. W.** Synthesizing time-optimal Control Systems, I. Moth. Anal. Appl, 1960.

ГЛАВА XII

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В системах автоматического регулирования на несущей частоте передача сигналов осуществляется не постоянным, а переменным током. Использование в таких системах усилителей переменного тока и двухфазных асинхронных исполнительных электродвигателей дает возможность проектировать малогабаритные, простые по конструкции, надежные в действии автоматические системы.

Для увеличения запасов устойчивости, улучшения качества и повышения точности таких систем применяются те же методы коррекции, что и для систем постоянного тока. Однако ввиду специфики сигналов переменного тока для их преобразования нельзя непосредственно использовать рассмотренные ранее корректирующие элементы постоянного тока.

Системы автоматического регулирования на несущей частоте имеют более сложные корректирующие устройства по сравнению с системами постоянного тока. Улучшение качества системы введением корректирующих элементов реализуется в системах переменного тока с большими трудностями.

Ниже рассматриваются схемы и методы расчета известных в настоящее время видов корректирующих элементов переменного тока.

1. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ *RLC*-ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для коррекции систем переменного тока также как для систем постоянного тока могут быть применены соответствующие пассивные электрические контуры, характеристики которых близки к характеристикам идеальных корректирующих устройств (кривые *1* на рис. XII.1). Такие контуры получаются путем преобразования фильтров нижних частот в полосовые фильтры.

Полное сопротивление, создаваемое индуктивностью L на частоте ω_ε, приближенно равно полному сопротивлению, которое получается при последовательном соединении элементов $\frac{L}{2}$ и $\frac{C}{2}$ и частоте

$(\omega_0 + \omega_\varepsilon)$, когда $\omega_\varepsilon \ll \omega_0$, а элементы $\frac{L}{2}$ и $\frac{C}{2}$ настроены на опорную частоту ω_0, т. е. если

$$\frac{L}{2} \cdot \frac{C}{2} \omega_0^2 = 1. \qquad \text{(XII.1)}$$

В самом деле, полное сопротивление последовательно соединенных индуктивности $\frac{L}{2}$ и емкости $\frac{C}{2}$ на частоте $(\omega_0 + \omega_\varepsilon)$ определяется выражением

$$Z = \frac{L}{2} j(\omega_0 + \omega_\varepsilon) + \frac{1}{\frac{C}{2} j(\omega_0 + \omega_\varepsilon)}. \qquad \text{(XII.2)}$$

С учетом соотношения (XII.1) при условии, что $\omega_\varepsilon \ll \omega_0$, выражение (XII.2) имеет вид

$$Z \approx Lj\omega_\varepsilon. \qquad \text{(XII.3)}$$

Выражение (XII.3) представляет собой индуктивное сопротивление L на частоте ω_ε.

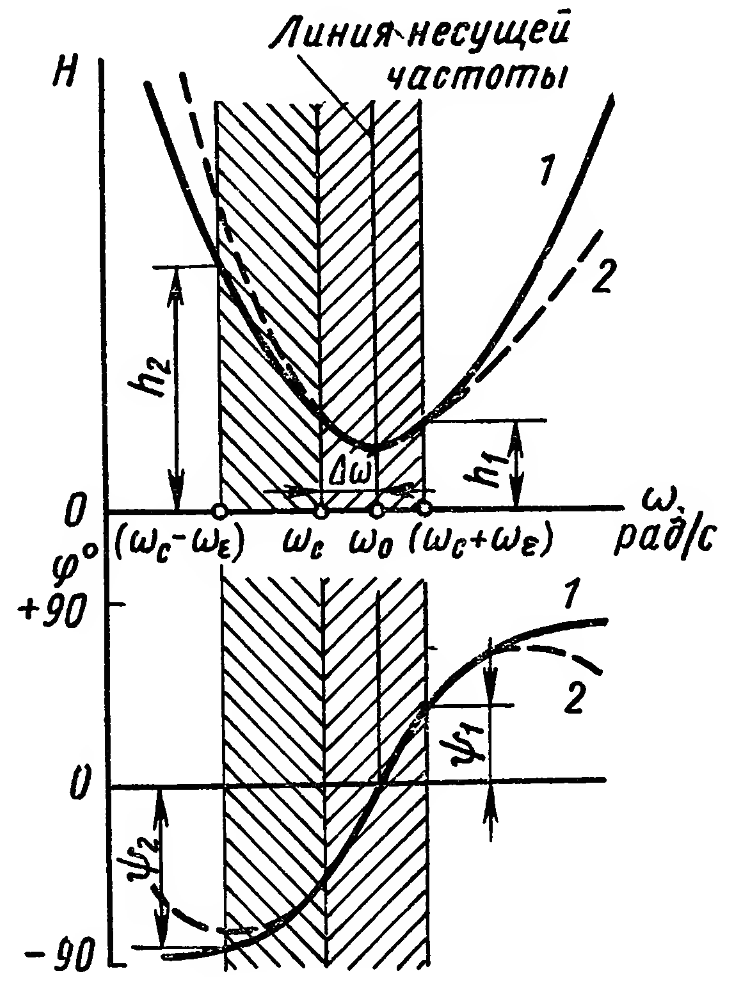


Рис. XII.1. Частотные характеристики корректирующего элемента переменного тока:

1 — идеальные; *2* — реальные

Соответственно, сопротивление емкости C на частоте ω_ε равно полному сопротивлению параллельно соединенных элементов $\frac{L}{2}$ и $\frac{C}{2}$ на частоте $(\omega_0 + \omega_\varepsilon)$. Поэтому для получения корректирующего RLC — четырехполюсника переменного тока с частотой ω_0 на базе RLC — цепи постоянного тока достаточно в последнем каждую индуктивность L заменить последовательным соединением индуктивности $L' = \frac{L}{2}$ и емкости $C' = \frac{2}{L\omega^2}$; каждую емкость C заменить параллельным соединением емкости $C' = \frac{2}{L\omega_0^2}$ и индуктивности $L' = \frac{2}{C\omega_0^2}$, а все активные сопротивления оставить без изменения.

В табл. XII.1 приведены примеры преобразования некоторых четырехполюсников постоянного тока в соответствующие корректирующие цепи переменного тока, представляющие собой резонансные электрические схемы. Преимуществом резонансных схем является сравнительная легкость настройки цепи в резонанс. Катушка индуктивности должна быть выполнена с воздушным зазором в магнитопроводе для сведения к минимуму высших гармоник. Регулировка воздушного зазора — удобное средство настройки четырехполюсника, который должен быть тщательно экранирован, а экран — заземлен для исключения наводок. Достаточно трудной

Таблица XII.1

Эквивалентные цепи постоянного и переменного тока

Передаточная функция $W(S)$	Четырехполюсники постоянного тока	Корректирующие цепи переменного тока
$\frac{K}{1+\tau s}$	R, C	R, $\frac{C}{2}$, $\frac{2}{\omega_c^2 C}$
$\frac{Ks}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)}$	C_1, R_2, R_1, C_2	$\frac{C_1}{2}$, R_2, $\frac{2}{\omega_c^2 C_1}$, R_1, $\frac{C_2}{2}$, $\frac{2}{\omega_c^2 C_2}$
$K\frac{\tau_1 s+1}{\tau_2 s+1}$ $\tau_2 > \tau_1$	R_1, C, R_2	R_1, $\frac{C}{2}$, $\frac{2}{\omega_c^2 C}$, R_2
$K\frac{\tau s}{\tau s+1}$	L, R_1, R_2	$\frac{L}{2}$, $\frac{2}{\omega_c^2 L}$, R_1, R_2
$K\frac{\tau_1 s+1}{\tau_2 s+1}$ $0 < K < 1$ $\tau_2 < \tau_1$	R_1, R_2, L	R_1, R_2, $\frac{2}{\omega_c^2 L}$, $\frac{L}{2}$
$K\frac{\tau_1 s+1}{\tau_2 s+1}$ $0 < K < 1$ $\tau_2 < \tau_1$	C, R_1, R_2	$\frac{2}{\omega_c^2 C}$, $\frac{C}{2}$, R_1, R_2
$K\frac{\tau_1 s+1}{\tau_2 s+1}$ $0 < K < 1$ $\tau_2 < \tau_1$	R_A, R_1, R_B, R_2, $2L$	R_1, R_A, R_2, $\frac{1}{\omega_c^2 L}$, R_B, L

проблемой является температурная зависимость основной характеристики дросселя. Нижний предел отношения нижней угловой частоты к верхней для формирующей корректирующей цепи переменного тока определяется чувствительностью к помехам, особенно к третьей гармонике, генерируемой на выходе дросселей и сельсинов.

Для получения выражения, с помощью которого можно преобразовывать передаточные функции корректирующих устройств постоянного тока в соответствующие передаточные функции устройств переменного тока, необходимо сравнить формулы (XII.2) и (XII.3). Если в формуле (XII.2) выразить сумму $\omega_0 + \omega_\varepsilon$ через ω, то, учитывая выражение (XII.1), после некоторых преобразований получим

$$\omega_\varepsilon \approx \frac{\omega+\omega_0}{2\omega}(\omega-\omega_0). \qquad \text{(XII.4)}$$

Предположим, что нужно определить выражение передаточной функции корректирующего четырехполюсника переменного тока,

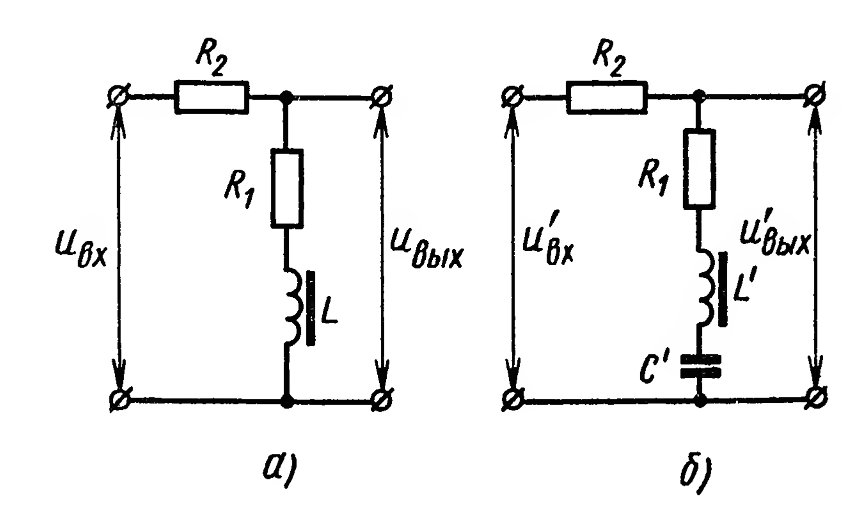


Рис. XII.2. Корректирующие четырехполюсники:

а — постоянного тока; *б* — переменного тока

работающего на несущей частоте ω_0, аналогичного пассивному корректирующему элементу постоянного тока с передаточной функцией

$$W(s) = K\frac{1+\tau s}{1+K\tau s}. \qquad \text{(XII.5)}$$

Для этого необходимо заменить величину s на $j\omega_\varepsilon$ с последующей заменой ω_ε его значением из формулы (XII.4). Тогда получим следующее выражение передаточной функции корректирующего переменного тока:

$$W(j\omega) = K\frac{1+j\tau\frac{\omega+\omega_0}{2\omega}(\omega-\omega_0)}{1+jK\tau\frac{\omega+\omega_0}{2\omega}(\omega-\omega_0)}. \qquad \text{(XII.6)}$$

При $K \ll 1$ и $\omega \approx \omega_0$ выражение (XII.6) незначительно отличается от выражения передаточной функции (X.34) идеального корректирующего элемента (четырехполюсника).

В качестве примера рассмотрим RL-четырехполюсник постоянного тока (рис. XII.2, *а*) с передаточной функцией (XII.5), где

$$K = \frac{R_1}{R_1+R_2}; \quad \tau = \frac{L}{R_1}.$$

Соответствующий RLC-корректирующий четырехполюсник приведен на рис. XII.2, *б*. Его передаточная функция может быть записана в виде

$$W(s)=\frac{T^2s^2+T_1s}{T^2s^2+T_2s+1}, \qquad (XII.7)$$

где

$$T=\sqrt{L'C'};\ T_1=R_1C';\ T_2=(R_1+R_2)C',$$

причем

$$L'=\frac{L}{2};\ C'=\frac{2}{L\omega_0^2}.$$

RLC-корректирующая цепь будет преобразовывать сигналы на несущей частоте ω_0, если его параметры определены путем сопоставления выражения (XII.7) с выражением (XII.6), преобразованным к виду

$$W(s)=\frac{\frac{1}{\omega_0^2}s^2+\frac{2}{\tau\omega_0^2}s+1}{\frac{1}{\omega_0^2}s^2+\frac{2}{K\tau\omega_0^2}s+1}. \qquad (XII.8)$$

При этом получим соотношения для определения постоянных K, τ и ω_0:

$$K=\frac{T_1}{T_2};\ \tau=\frac{2}{T_1\omega_0^2};\ \omega_0=\frac{1}{T},$$

и передаточная функция схемы (рис. XII.2, *а*) может быть записана в виде (XII.6).

Амплитудная и фазовая частотные характеристики, построенные по выражению (XII.6), приведены на рис. XII.1, штриховыми кривыми. Эти характеристики сходны с характеристиками звена с передаточной функцией, описываемой формулой (X.34), и отличаются несимметричностью относительно несущей частоты, причем несимметричность, незначительная на частотах, близких к несущей, возрастает по мере удаления от нее. Это обстоятельство накладывает ограничения на частотный спектр сигналов переменного тока, Так, например, при несущей частоте 400 Гц верхний предел частотного спектра модулирующего сигнала u_ε не должен превышать 25 Гц.

2. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ RC-ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Применение индуктивных элементов не всегда желательно вследствие их значительной массы, больших габаритных размеров и нелинейности характеристик. Предпочтительнее использовать пассивные корректирующие четырехполюсники, составленные из омических сопротивлений и емкостей. Низкая стоимость и малые габаритные размеры резисторов и емкостей составляют преимущество корректирующих RC-цепей переменного тока.

Характеристику типа (XII.6) можно получить, применяя пассивные RC-четырехполюсники, изображенные на рис. XII.3.

Передаточная функция мостиковых Т-образных четырехполюсников (рис. XII.3, *а*, *б*) имеет вид

$$W(s) = \frac{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_{12}) s + 1}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_{12} + T_2) s + 1}, \qquad \text{(XII.9)}$$

где $T_1 = R_1 C_1$; $T_2 = R_2 C_2$; $T_{12} = R_1 C_2$ (для схемы XII.3, *а*); $T_{12} = R_2 C_1$ (для схемы XII.3, *б*).

Мостиковый Т-образный четырехполюсник с такой передаточной функцией представляет собой корректирующий элемент переменного тока, работающий на несущей частоте ω_0, если его параметры соответствуют условиям, которые определяются путем сравнения выражения (XII.9) с (XII.6), преобразованным к виду (XII.8).

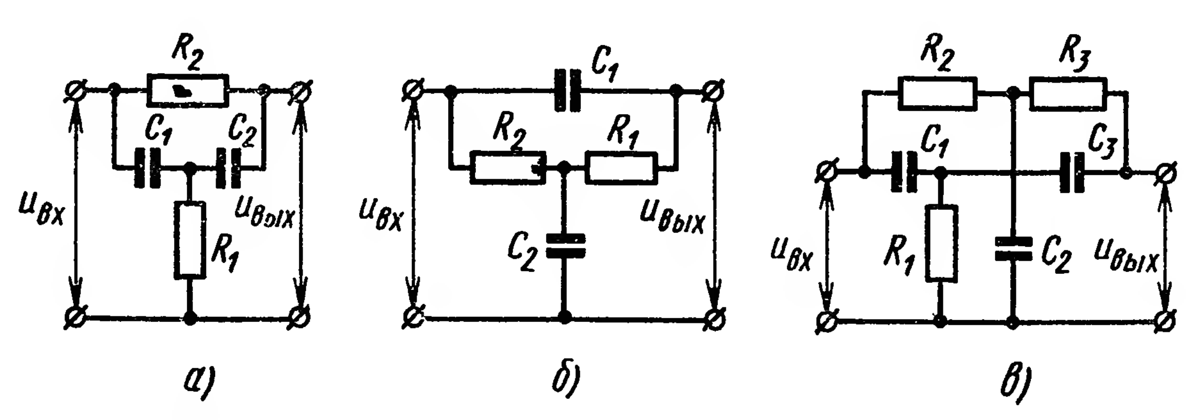


Рис. XII.3. Пассивные RC-четырехполюсники переменного тока:

а, *б* — мостиковые Т-образные; *в* — двойной Т-образный

Сравнивая коэффициенты полиномов числителей и знаменателей формул (XII.8) и (XII.9) при одинаковых степенях s, получим соотношения его постоянных (несущей частоты ω_0, постоянной времени τ и передаточного коэффициента K):

$$T_1 = \frac{K\tau}{2(1-K)}; \quad T_2 = \frac{2(1-K)}{K\tau\omega_0^2}; \quad T_{12} = \frac{2}{\tau\omega_0^2} - \frac{K\tau}{2(1-K)}. \qquad \text{(XII.10)}$$

При определении параметров мостикового T-образного четырехполюсника постоянными ω_0, τ и K следует задаваться, исходя из условия, что значение T_{12} должно быть положительно, т. е. должно удовлетворяться неравенство

$$K < \frac{4}{4 + \tau^2\omega_0^2}. \qquad \text{(XII.11)}$$

Таким образом, параметры Т-образного корректирующего звена могут быть определены по соотношениям (XII.10) с учетом условия (XII.11). Для двойного Т-образного RC-четырехполюсника (рис. XII.3, *в*) передаточная функция имеет вид

$$W(s) = \frac{T_1 T_2 T_3 s^3 + T_1 (T_{23} + T_3) s^2 + (T_1 + T_{13}) s + 1}{T_1 T_2 T_3 s^3 + [T_1 (T_{23} + T_3) + T_2 (T_1 + T_{13} + T_3)] s^2 + (T_1 + T_{13} + T_2 + T_{23} + T_3) s + 1}, \qquad \text{(XII.12)}$$

где

$$T_1 = R_1 C_1; \; T_2 = R_2 C_2; \; T_3 = R_3 C_3;$$
$$T_{13} = R_1 C_3; \; T_{23} = R_2 C_3.$$

Соотношения для определения параметров этого звена по заданным его постоянным ω_0, τ и K также находятся сравнением выражений (XII.11) и (XII.8), причем числитель и знаменатель последнего предварительно умножаются на двучлен $T_0 s + 1$, вследствие чего выражение (XII.8) принимает вид

$$W(s) = \frac{\frac{T_0}{\omega_0^2} s^3 + \frac{1}{\omega_0^2}\left(1 + \frac{2T_0}{\tau}\right) s^2 + \left(T_0 + \frac{2}{\tau\omega_0^2}\right) s + 1}{\frac{T_0}{\omega_0^2} s^3 + \frac{1}{\omega_0^2}\left(1 + \frac{2T_0}{K\tau}\right) s^2 + \left(T_0 + \frac{2}{K\tau\omega_0^2}\right) s + 1}.$$

Сравнивая коэффициенты при одинаковых степенях s этого выражения с выражением (XII.12), получим

$$T_1 = \frac{K}{2(1-K)}(\tau T_0^2\omega_0^2 + 2T_0 + \tau); \quad T_2 = \frac{T_0}{T_1}; \quad T_3 = \frac{1}{T_0\omega_0^2}; \quad \text{(XII.13)}$$

$$T_{13} = \frac{2}{\tau\omega_0^2} + T_0 - T_1; \quad T_{23} = \frac{2}{K\tau\omega_0^2} - \frac{2}{\tau\omega_0^2} - \frac{1}{T_0\omega_0^2} - T_2.$$

Так как все параметры (резисторы и емкости) цепи представляют собой положительные величины, то из двух последних соотношений получим следующие неравенства, которые должны удовлетворяться одновременно:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{1}{K\tau\omega_0}\left[1 - \sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right] - \frac{2}{\tau\omega_0} < T_0 < \\ &< \frac{1}{K\tau\omega_0}\left[1 + \sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right] - \frac{2}{\tau\omega_0}, \\ &\frac{2K\tau\omega_0 + \tau\omega_0\left[1+\sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right]}{4(1-K) - K\tau^2\omega_0^2} < T_0 < \\ &< \frac{2K\tau\omega_0 - \tau\omega_0\left[1-\sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right]}{4(1-K) - K\tau^2\omega_0^2}. \end{aligned}\right\} \quad \text{(XII.14)}$$

Эти неравенства дают возможность выбирать значения T_0. Для того чтобы получить возможно большее входное сопротивление звена, значение постоянной T_0 должно быть максимально удалено от предельных значений. Так как все параметры цепи вещественны, то для его реализации необходимо обеспечить условие $K\tau\omega_0 \leqslant 1$.

Сопоставление неравенств (XII.11) и (XII.14) показывает, что максимальное предельное значение передаточного коэффициента K для двойного Т-образного четырехполюсника (для всех значений $\tau\omega_0 > 2$) больше, чем значение K для мостиковой T-образной схемы. В этом состоит одно из преимуществ двойного Т-образного четырехполюсника. Для $\tau\omega_0 = 10$, например, передаточный коэффициент двойной Т-образной цепи примерно в 2,5 раза выше передаточного коэффициента мостикового звена.

Если система уравнений (XII.10) решается относительно постоянных ω_0, τ и K, то соотношения, устанавливающие зависимость

этих постоянных от параметров R и C мостикового Т-образного четырехполюсника, имеют вид

$$\omega_0^2=\frac{1}{T_1T_2};\ \tau=\frac{2}{\omega_0^2(T_1+T_{12})};\ K=\frac{T_1+T_{12}}{T_1+T_{12}+T_2}. \qquad \text{(XII.15)}$$

Аналогичные соотношения для двойного Т-образного звена, полученные при решении системы уравнений (XII.13), будут

$$\omega_0^2=\frac{T_1+T_{13}+T_3}{T_1T_3(T_2+T_{23}+T_3)};\quad \tau=\frac{2}{\omega_0^2(T_1+T_{13}-\omega_0^2T_1T_2T_3)};$$

$$K=\frac{1}{1+\dfrac{T_2+T_{23}+T_3}{T_1+T_{13}-\omega_0^2T_1T_2T_3}}. \qquad \text{(XII.16)}$$

По полученным формулам можно рассчитывать как мостиковые, так и двойные Т-образные RC-четырехполюсники. Однако эти формулы довольно громоздки, и поэтому их использование при расчетах затруднительно. Значительно удобнее пользоваться таблицами параметров [11] различных RC-четырехполюсников, составленными по соотношениям (XII.10) с учетом условия (XII.11) для мостиковых и по соотношениям (XII.13) с учетом условия (XII.14) для двойных Т-образных RC-цепей.

Резисторы и емкости следует подбирать таким образом, чтобы по возможности точнее приблизить их значения к расчетным. При этом нельзя ориентироваться лишь на номиналы. Истинные величины резисторов и емкостей могут с удовлетворительной точностью определяться с помощью обычных мостиковых приборов лишь при условии последующей незначительной подгонки характеристик цепей путем варьирования одного из их параметров. Параметр следует подобрать таким образом, чтобы минимум амплитудной (и нуль фазовой) характеристики совпадал с требуемой несущей частотой.

Вопрос подбора параметров корректирующих RC-фильтров переменного тока освещен в работе [11], где, в частности, показано, что для обеспечения удовлетворительной работы корректирующего звена в следящей системе необходимо к точности параметров предъявлять довольно жесткие требования. Так, например, если допустить отклонение несущей частоты ω_0 на 5% при $\omega_0 = 2\pi\cdot 60$ рад/с, то все параметры двойного Т-образного четырехполюсника с постоянной времени $\tau = \frac{15}{2\pi 60}$ должны быть подобраны с точностью примерно 0,5%. Сдвиг фазы несущей при этом может достигать $\pm 10°$.

Соотношения (XII.13) показывают, что при выполнении равенства

$$T_2T_3=(T_1+T_{13})(T_{23}+T_3) \qquad \text{(XII.17)}$$

постоянная времени τ равна бесконечности, а передаточный коэффициент равен нулю. Это так называемые резонансные двойные Т-образ-

ные RC-четырехполюсники. При выполнении условия (XII.17) произведение $K\tau$ представляет собой конечную величину, т. е.

$$K\tau = \frac{2T_1T_3}{T_1+T_{13}+T_3} = T.$$

Следовательно, передаточная функция (XII.6) для резонансного двойного Т-образного четырехполюсника имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{jT\,\frac{\omega+\omega_0}{2\omega}(\omega-\omega_0)}{1+jT\,\frac{\omega+\omega_0}{2\omega}(\omega-\omega_0)}.$$

Таким образом, на выходе резонансной цепи получается сигнал, примерно пропорциональный первой производной по времени

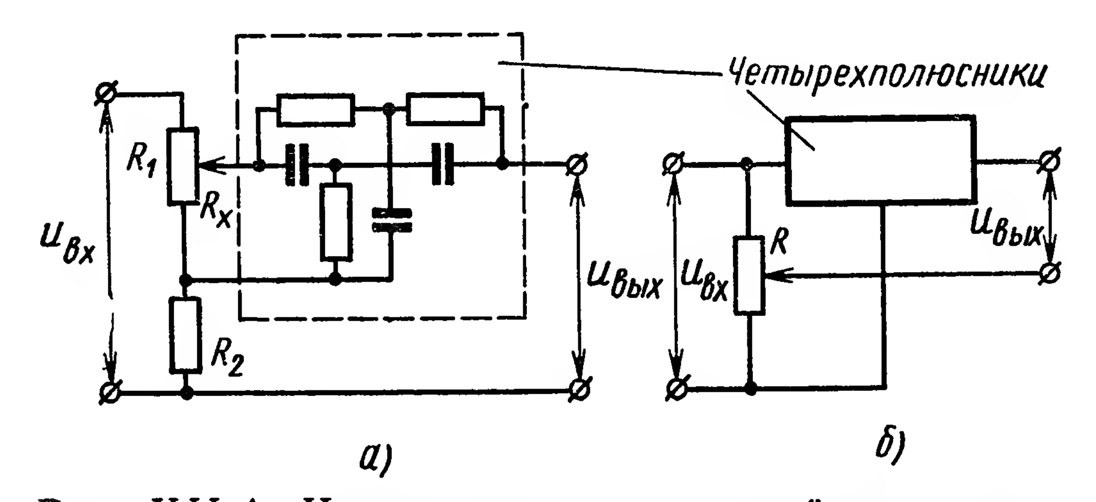


Рис. XII.4. Корректирующие устройства переменного тока с настройкой постоянной времени:

а — схема с ограниченной настройкой; *б* — схема с неограниченной настройкой

Рис. XII.5. Мостиковая схема корректирующего четырехполюсника переменного тока

от входного сигнала. Составляющую, пропорциональную входному сигналу, цепь не пропускает.

При сочетании резонансной цепи с делителем напряжения (рис. XII, *а*) получим схему с передаточной функцией типа функции, описываемой формулой (XII.6). Передаточный коэффициент и постоянная времени в этом случае будут

$$K = \frac{R_2}{R_1+R_2}; \quad \tau = \left(1+\frac{R_x}{R_2}\right)T.$$

Пользуясь схемой, изображенной на рис. XII.4, *а*, можно изменять постоянную времени корректирующего RC-четырехполюсника, причем не только резонансного, но любого другого Т-образного звена.

Если четырехполюсник подключить к делителю напряжения R по схеме, приведенной на рис. XII.4, *б*, то постоянную времени такого устройства можно увеличивать до любого значения.

Для реализации передаточной функции (XII.6) можно использовать мостовую схему (рис. XII.5), передаточная функция которой имеет вид

$$W(s) = \frac{R_2T_3T_4s^2+\left[T_3+T_4-\frac{R_1}{R_2}T_{34}\right]s+1}{(R_1+R_2)\,T_3T_4s^2+(T_3+T_4+T_{34})\,s+1}$$

Кроме рассмотренных схем, для коррекции систем переменного тока могут использоваться другие RC-цепи. Например, на

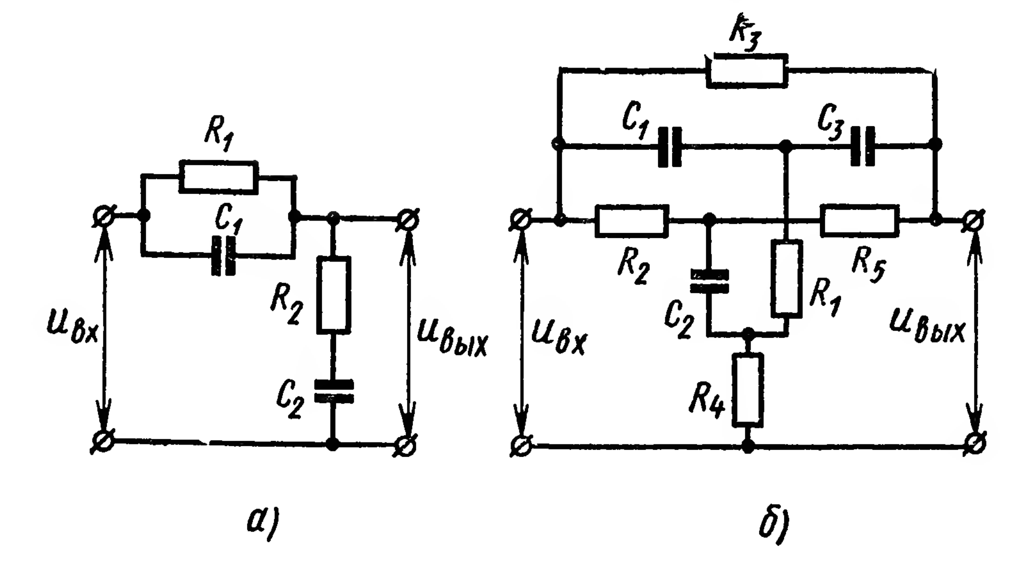


Рис. XII.6. Варианты корректирующих четырехполюсников переменного тока:

а — схема с ограниченной настройкой; *б* — схема с неограниченной настройкой

рис. XII.6, *а* изображена схема четырехполюсника с передаточной функцией

$$W(s)=\frac{T^2s^2+T_1s+1}{T^2s^2+T_2s+1},$$

где

$$T=R_1R_2C_1C_2;\ T_1=R_1C_1+R_2C_2;\ T_2=R_1C_2+R_1C_1+R_2C_2.$$

Передаточная функция RC-цепи (рис. XII.6, *б*) имеет вид

$$W(s)=\frac{T^2s^2+1}{(K_1Ts+1)(K_2Ts+1)},$$

где

$$T=R_2C_1;\ K_1=1+\frac{R_2}{4R_4}\left(1+\sqrt{1+4\frac{R_4}{R_2}}\right);$$

$$K_2=1+\frac{R_2}{2R_4}\left(1-\sqrt{1+4\frac{R_4}{R_2}}\right);$$

причем

$$R_1=\frac{2R_2R_4}{R_2+2R_4};\ R_5=2R_4;\ C_2=C_1\left(1+\frac{R_2}{2R_4}\right);\ C_3=2C_1\frac{R_4}{R_2}.$$

Частотные характеристики этих цепей аналогичны ранее рассмотренным (кривые *2* на рис. XII.1) и, следовательно, они представляют собой дифференцирующие звенья первого порядка.

3. АКТИВНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ RC-ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотренные выше пассивные корректирующие RC-четырехполюсники имеют передаточный коэффициент на несущей частоте, значительно меньший, чем передаточный коэффициент соответствующего пассивного RC-четырехполюсника, вследствие чего применять RC-цепь имеет смысл в случае наличия избытка усиления в системе регулирования. В противном случае целесообразно применять RC-звенья в схемах, образующих активные корректирующие элементы.

Наиболее распространенным способом реализации активных корректирующих звеньев является построение внутреннего замкнутого контура с усилителем в прямой цепи и RC-четырехполюсником в цепи обратной связи. Преимуществом активных корректирующих элементов по сравнению с пассивными RC-цепями является возможность создания корректирующих элементов на омических сопротивлениях и емкостях без применения катушек индуктивностей, но обладающих положительными свойствами RLC-четырехполюсников.

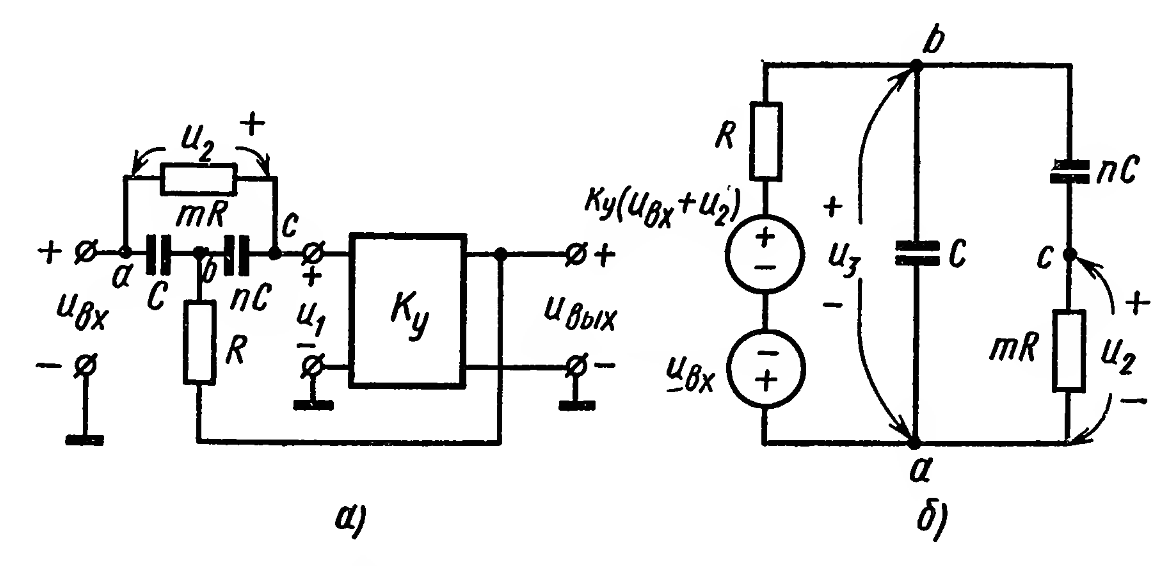


Рис. XII.7. Активный корректирующий четырехполюсник:

а — электрическая схема; *б* — эквивалентная схема

На рис. XII.7, *а* приведена одна из схем активного корректирующего элемента, для которого выходное напряжение

$$u_{вых} = K_у u_1 = K_у (u_{вх} + u_2). \qquad (XII.18)$$

Эту схему можно заменить эквивалентной, показанной на рис. XII.7, *б*, для которой можно записать

$$U_2(s) = \frac{mnTs}{1 + mnTs} U_3(s)$$

и

$$U_3(s) = \frac{(K_у - 1) U_{вх}(s) + K_у U_2(s)}{1 + Ts + (1 + mnTs) nTs},$$

где $T = RC$.

Из последних уравнений после упрощений получим

$$U_2(s) = \frac{mn (K_у - 1) Ts}{(1 + mnTs)(1 + Ts) + (1 - mK_у) nTs} U_{вх}(s). \qquad (XII.19)$$

На основании уравнений (XII.18) и (XII.19) можно записать передаточную функцию активного корректирующего элемента в виде

$$W(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{mnT^2s^2 + (1 + n) Ts + 1}{mnT^2s^2 + [1 + n + mn(1 - K_у)] Ts + 1}.$$

Сравнивая полученное выражение передаточной функции с передаточной функцией (XII.8), найдем

$$\omega_0^2 = \frac{1}{mnT^2}; \quad \tau = \frac{2mnT}{1+n}; \quad K = \frac{1+n}{1 + n + mn(1 - K_у)}.$$

Таким образом, имеем расчетные соотношения для определения параметров активного корректирующего звена, если известны ω_0, τ и K.

Предположим, что величины R и $K_у$ заданы, тогда

$$C=\frac{\tau(1-K_у)}{2(1-K)};\quad n=\frac{4(1-K)}{K\tau^2\omega_0^2(1-K_у)}-1;\quad m=\frac{4(1-K)^2}{K^2\tau^2\omega_0^2 n(1-K_у)^2}.$$

Величины C, m и n всегда положительны, поэтому при расчетах должны соблюдаться условия

$$\frac{1-K_у}{1-K}>0;\quad \frac{4(1-K)}{K\tau^2\omega_0^2(1-K_у)}>1.$$

Из этого следует, что при $K<1$ передаточный коэффициент усилителя также должен быть меньше единицы. В отношении устойчивости и области реализуемости наибольший интерес представляют значения передаточного коэффициента усилителя в пределах $0< K_у<1$. Область реализуемости передаточной функции (XII.6) с помощью активных корректирующих элементов значительно шире, чем область реализуемости для пассивных RC-звеньев.

Существенным достоинством корректирующих RC-цепей переменного тока по сравнению с другими видами корректирующих элементов на несущей частоте является их простота, малые габаритные размеры, масса и стоимость. К числу недостатков следует в первую очередь отнести их чувствительность к изменениям несущей частоты, что приводит к нежелательному сдвигу фазы несущей частоты, возникновению квадратурной составляющей и к уменьшению опережения по фазе огибающей. Другой существенный недостаток заключается в усилении такими корректирующими элементами высших гармоник, что ухудшает отношение сигнал-шум.

Первым способом устранения этих недостатков является применение источников питания с достаточно высокой стабильностью частоты. Второй способ состоит в обеспечении равенства $\omega_c=\omega_0$, где ω_c — частота напряжения сети, при колебаниях частоты источника питания, путем построения специальных корректирующих устройств.

4. САМОНАСТРАИВАЮЩИЕСЯ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Обеспечение равенства $\omega_c=\omega_0$ при постоянной опорной частоте настройки корректирующего элемента ω_0 путем надлежащей стабилизации несущей частоты источника питания ω_c связано с необходимостью применения достаточно громоздкого оборудования. Между тем существуют области применения, например авиация, где стремление снизить габаритные размеры устройства исключает применение громоздкого оборудования для стабилизации частоты генератора. Это послужило причиной разработки самонастраивающихся корректирующих устройств переменного тока.

При изменении частоты ω_c самонастройка обеспечивает равенство $\omega_c = \omega_0$ путем тождественного изменения частоты ω_0. Последнее достигается соответствующим изменением некоторых параметров (R и C) корректирующего элемента.

Соотношения (XII.15) и (XII.16) могут быть использованы для того, чтобы определить влияние изменений параметров корректирующего звена на его характеристики. На рис. XII.8 приведены графики, построенные по выражениям (XII.16). Сплошные кривые на рис. XII.8 показывают характер изменений несущей частоты ω_0, на которую настраивается двойной Т-образный четырехполюсник при изменении его сопротивлений R_1 и R_2. При этом могут изменяться и другие характеристики цепи, например передаточный коэффициент и постоянная времени. Рис. XII.8 (штриховые кривые) иллюстрирует характер изменения постоянной времени τ и произведения $K\tau$ при изменении тех же параметров цепи. Аналогичные кривые можно получить и для мостиковых Т-образных звеньев.

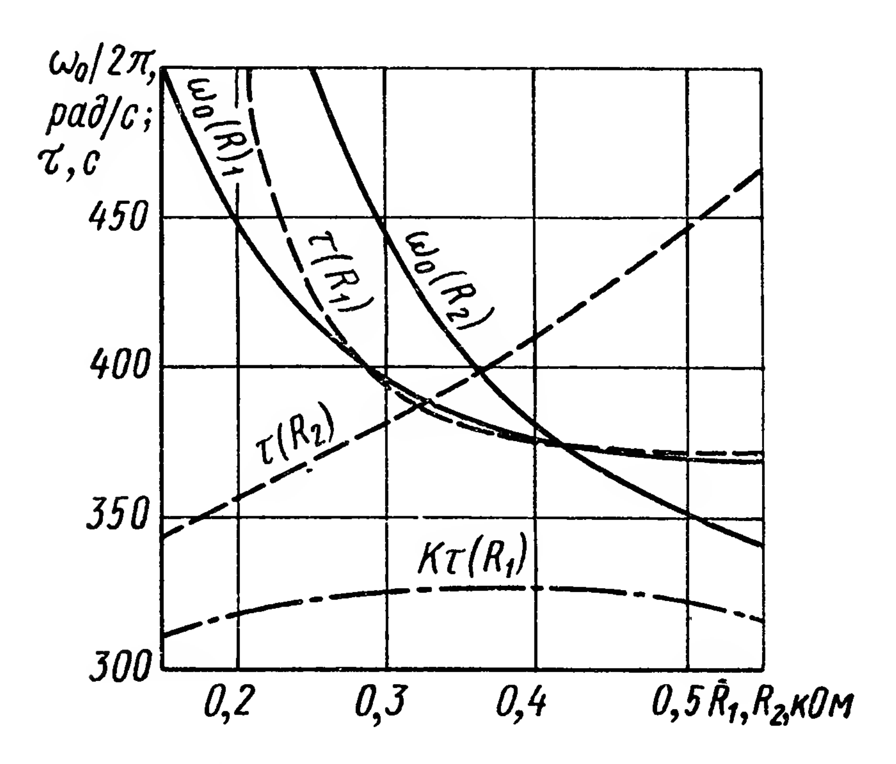


Рис. XII.8. Зависимость частоты ω_0 настройки двойного Т-образного четырехполюсника и постоянных τ и K от его параметров R_1 и R_2

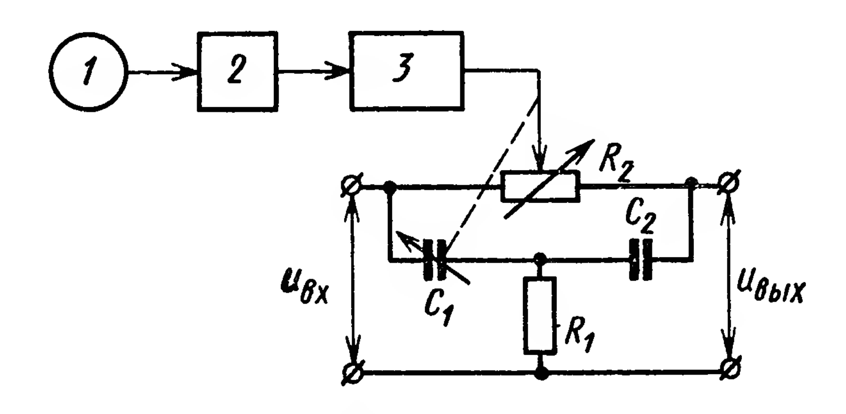


Рис. XII.9. Схема корректирующего устройства переменного тока с самонастройкой по разомкнутому циклу:

1 — источник питания; *2* — датчик; *3* — исполнительное устройство

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что изменение постоянной времени τ и передаточного коэффициента K значительно меньше влияет на коррекцию следящей системы, чем изменение несущей частоты ω_c. Например отклонение несущей частоты от расчетной на 8—10 Гц ведет к повышению статической ошибки и величины перерегулирования в 4—5 раз, тогда как изменение постоянной времени τ в 5—6 раз на статическую ошибку практически не влияет, а величина перерегулирования увеличивается всего лишь в 1,5—2 раза.

На рис. XII.9 показана схема простейшего самонастраивающегося корректирующего устройства. Датчик *2*, измеряющий изменение ω_c источника питания *1*, вырабатывает сигнал, который используется исполнительным устройством *3* для изменения определенных параметров корректирующего четырехполюсника. При изменении частоты ω_c, например, от значения ω_{c1} (см. рис. XII.10) до значения

ω_{c2} резонансная частота ω_0 устройства изменяется соответственно от значения ω_{c1} (см. рис. XII.10) до значения ω_{c2} резонансная частота ω_0 устройства изменяется соответственно от значения $\omega_{01} = \omega_{c1}$ до значения $\omega_{02} = \omega_{c2}$, т. е. характеристики корректирующего устройства смещаются вдоль оси частот.

В схеме рис. XII.9 самонастройка происходит по разомкнутому циклу, что не обеспечивает высокой точности настройки, так как

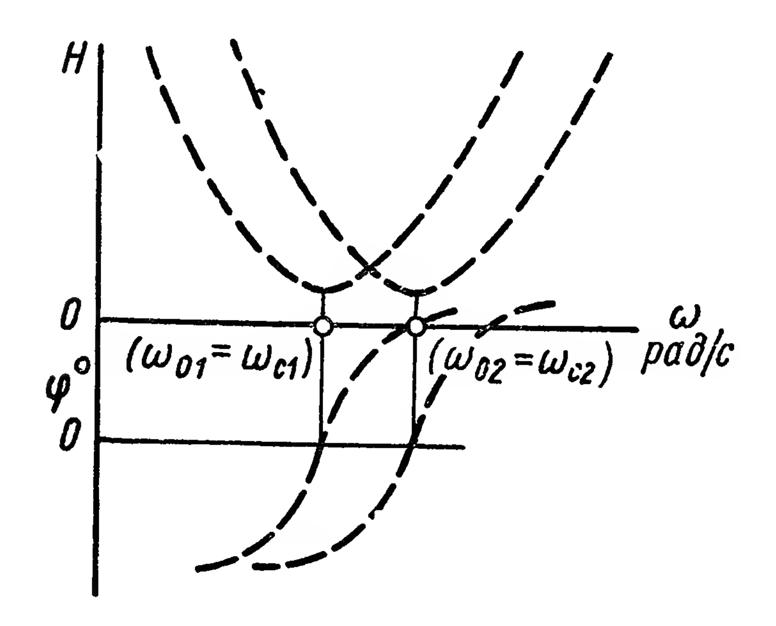


Рис. XII.10. Частотные характеристики самонастраивающего корректирующего устройства

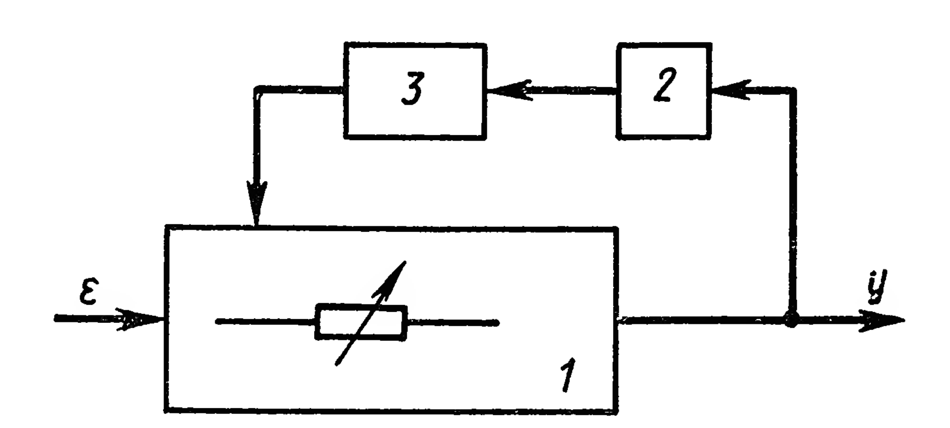


Рис. XII.11. Схема корректирующего устройства с самонастройкой по замкнутому циклу:

1 — корректирующий элемент переменного тока; *2* — фазочувствительный датчик; *3* — устройство настройки параметра четырехполюсника

не учитываются произвольные изменения ненастраиваемых параметров контура. На рис. XII.11 приведена одна из возможных схем корректирующего устройства с самонастройкой по замкнутому циклу.

Фазочувствительный датчик *2*, получая сигнал с выхода корректирующего устройства, воздействует через устройство *3* на параметры четырехполюсника и настраивает его таким образом, чтобы фаза несущей частоты (относительно входного опорного напряжения) была равна нулю ($\varphi_0 = 0$).

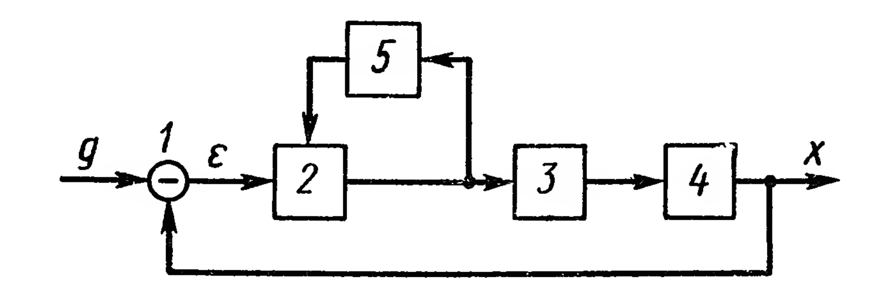


Рис. XII.12. Следящая система переменного тока с самонастраивающимся корректирующим устройством:

1 — элемент сравнения; *2* — последовательное корректирующее устройство переменного тока; *3* — усилитель переменного тока; *4* — исполнительный элемент; *5* — устройство для измерения несущей частоты и настройки параметра контура

Характеристики корректирующего устройства являются плавающими, т. е. могут смещаться вдоль оси частот в зависимости от произвольно изменяющейся частоты источника питания и параметров элементов. В этом устройстве определяется и направление и величина, на которую необходимо сместить характеристики четырехполюсника, чтобы при одновременном независимом изменении частот ω_0 и ω_c обеспечивалось их равенство.

На рис. XII.12 приведена схема следящей системы переменного тока с самонастраивающимся корректирующим устройством, изображенным на рис. XII.11.

Одновременной автоматической настройкой нескольких параметров можно добиться того, чтобы при выполнении равенства $\omega_c = \omega_0$ коэффициенты K и τ оставались неизменными. Так, например, для мостикового симметричного Т-образного четырехполюсника, приведенного на рис. XII.3, *а*, значение амплитудно-фазовой частотной характеристики на частоте ω_0 будет

$$W(j\omega_0) = \frac{1 + 2jR_1C\omega_0 - R_1R_2C^2\omega_0^2}{1 + j(2R_1 + R_2)C\omega_0 - R_1R_2C^2\omega_0^2} \quad (C_1 = C_2 = C). \qquad (XII.20)$$

Поэтому если сопротивления R_1 и R_2 изменяются обратно пропорционально частоте ω_0, так что произведения ω_0R_1 и ω_0R_2 остаются неизменными, то $W(j\omega_0)$ согласно уравнению (XII.20) остается постоянной. В этом случае стабилизирующее действие такого элемента, используемого в САР переменного тока, остается неизменным, несмотря на изменение несущей частоты сигнала. Однако на практике для получения несложного самонастраивающегося корректирующего устройства его настройку обычно осуществляют изменением одного из элементов. При этом частота расстройки контура $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$ компенсируется по принципу управления с отрицательной обратной связью с помощью управляющего сигнала, пропорционального $\Delta\omega$.

Из амплитудной и фазовой частотных характеристик корректирующей цепи (см. рис. XII.1) видно, что при расстройке контура на $\Delta\omega$ в выходном сигнале появляется квадратурная составляющая $u_{кв\,вых}$, фаза которой изменяется на 180° при изменении знака $\Delta\omega$. Полагая $\Delta\omega \ll \omega_c$, а также $\omega_\varepsilon \ll \omega_c$, имеем

$$u_{кв\,вых} = u_{вх} Jm W(s + j\omega_c),$$

откуда при $s = j\omega_\varepsilon$ получим

$$u_{кв\,вых} \approx \frac{\Delta\omega}{\omega_0} u_{вх}. \qquad (XII.21)$$

Напряжение $u_{кв\,вых}$ является необходимым управляющим сигналом в самонастраивающихся устройствах.

Одна из схем электромеханической самонастройки корректирующего четырехполюсника приведена на рис. XII.13. Напряжение источника питания несущей частоты поступает на дополнительный измерительный Т-образный мостиковый контур *1*, идентичный корректирующему четырехполюснику *4*. В случае неравенства резонансной частоты контура *1*, а также контура *4* несущей частоте генератора на выходе контура *1* возникает управляющее напряжение $u_{кв\,вых}$, которое далее усиливается и подводится к управляющей обмотке маломощного двухфазного электродвигателя $ЭДв_1$. Обмотка возбуждения электродвигателя $ЭДв_1$ возбуждается напряжением генератора. В случае $\Delta\omega = 0$ вращающий момент электродвигателя $ЭДв_1$ равен нулю. При $\Delta\omega \neq 0$ возникает вращающий момент, который через зубчатую передачу передается на вращение движка спирального потенциометра R контура *1*,

устанавливая его в такое положение, при котором расстройка станет равной нулю. Одновременно вращение передается также на потенциометр R контура 4, включенного для стабилизации САР переменного тока. Несущая частота обычно изменяется медленно, поэтому электромеханическая самонастраивающаяся система может обладать невысоким быстродействием. Входные сопротивления источников сигнала и сопротивления нагрузки измерительного

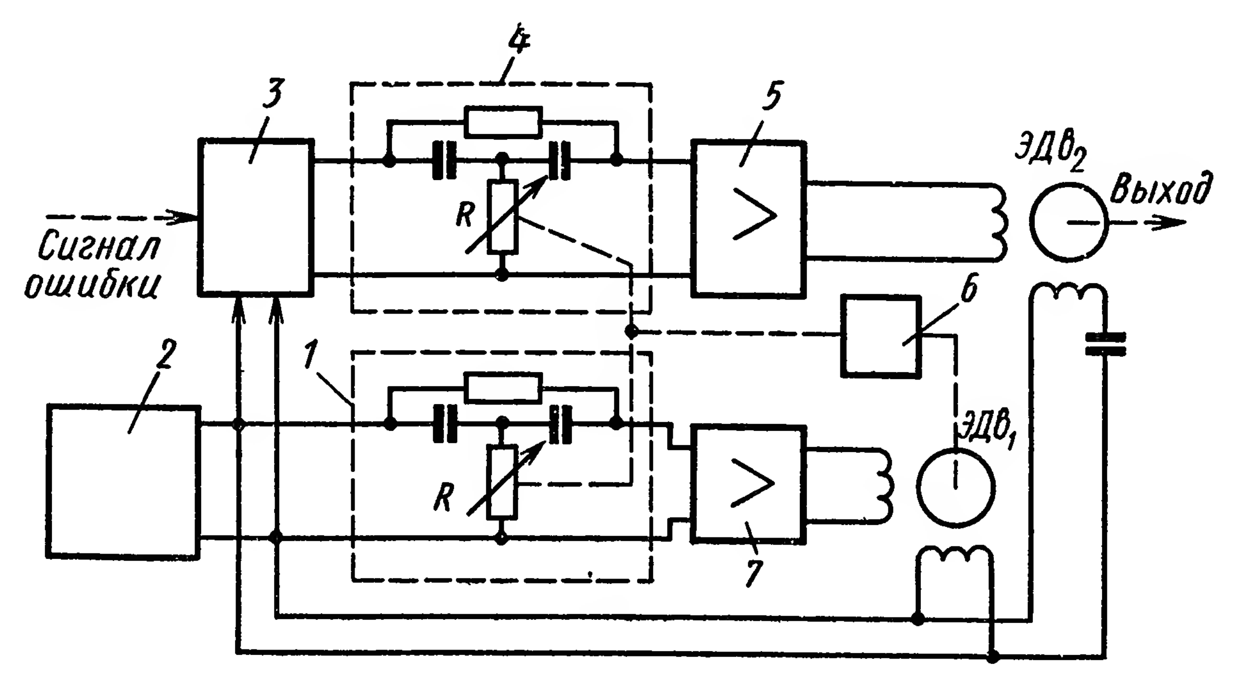


Рис. XII.13. Электромеханическая система самонастройки Т-образного контура:

1, 4 — корректирующие четырехполюсники; 2 — генератор несущей частоты; 3 — модулятор и усилитель; 5, 7 — усилители мощности; 6 — зубчатая передача

и используемого в системе корректирующего устройств должны быть одинаковы или соответствующим образом согласованы. Требуемая величина сопротивления R обратно пропорциональна квадрату несущей частоты. Корректирующие цепи в этом случае собираются также из прецизионных элементов.

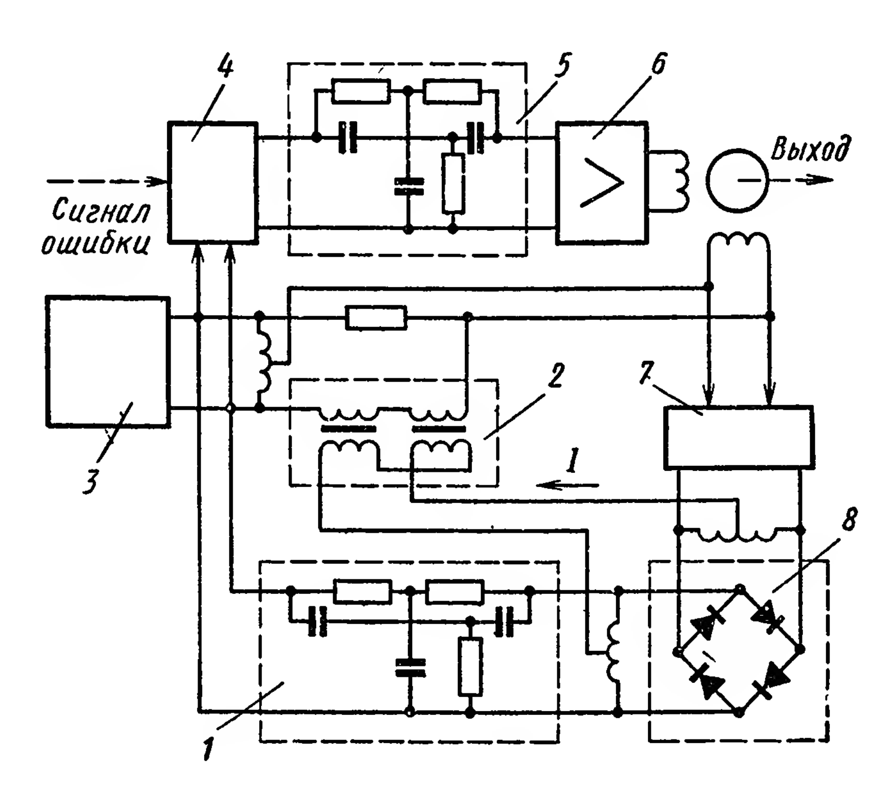


Рис. XII.14. Устройство для автоматической установки фазы опорного напряжения электродвигателя:

1 — измерительный контур; 2 — дроссель насыщения; 3 — генератор несущей частоты; 4 — модулятор и усилитель; 5 — корректирующий четырехполюсник; 6 — усилитель мощности; 7 — фазовращатель; 8 — демодулятор

На рис. XII.14 показана другая схема самонастройки, не требующая электромеханических элементов. В ней осуществлена автоматическая регулировка фазы опорного напряжения исполнительного электродвигателя системы. В этом случае генератор напряжения несущей частоты 3 питает измерительный контур 1

(рис. XII.14), нули и полюса которого расположены относительно оси $j\omega$ идентично нулям и полюсам корректирующего четырехполюсника *5* системы автоматического регулирования. С выхода измерительного контура *1* напряжение поступает на кольцевой фазочувствительный демодулятор *8*, с выхода которого снимается напряжение постоянного тока. Полярность напряжения зависит от знака частоты расстройки $\Delta\omega$ измерительного контура. Постоянный ток *I* управляет дросселем насыщения *2*, включенным в цепь фазового сдвига опорного напряжения исполнительного электродвигателя системы. Фаза опорного напряжения изменяется до тех пор, пока не будет удовлетворено условие $\Delta\omega = 0$. Для выделения управляющего тока, пропорционального квадратурной составляющей, на кольцевой демодулятор подается опорное напряжение, регулируемое по фазе с помощью фазовращателя 7. Напряжение обмотки возбуждения исполнительного электродвигателя при отсут-

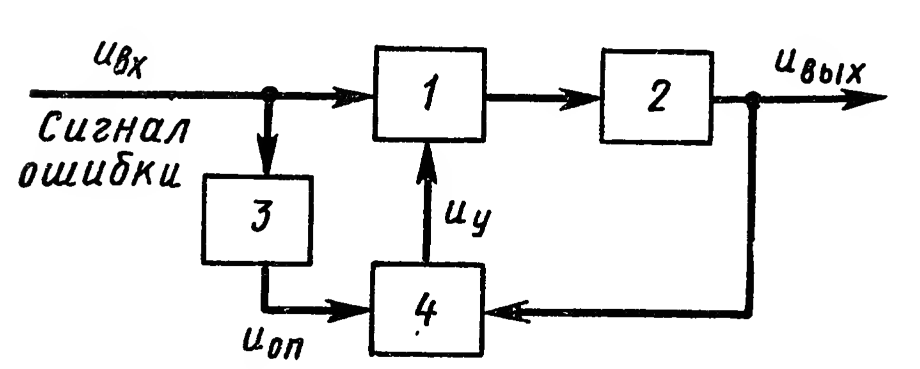


Рис. XII.15. Блок-схема корректирующего самонастраивающегося устройства переменного тока

Рис. XII.16. Одна из реализаций самонастраивающегося мостикового Т-образного четырехполюсника

ствии расстройки должно иметь такую фазу, чтобы обеспечивался максимальный вращающий момент.

Блок-схема электронного корректирующего самонастраивающегося устройства приведена на рис. XII.15. В этом случае квадратурная составляющая $u_{\text{кв вых}}$ (сдвинутая на 90° относительно синфазной составляющей) выходного напряжения измерительного контура выделяется с помощью фазочувствительного демодулятора *4*, на вход которого через усилитель переменного тока *2* подается выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ корректирующего элемента *1*, а в качестве опорного напряжения $u_{\text{оп}}$ используется входное напряжение сигнала ошибки $u_{\text{вх}}$, сдвинутое по фазе несущей частоты относительно $u_{\text{вых}}$ на 90° с помощью фазовращателя *3*. Выходное напряжение $u_{\text{у}}$ демодулятора пропорционально частоте расстройки $|\Delta\omega|$, а полярность управляющего напряжения определяется знаком $\Delta\omega$, т. е. направлением относительной расстройки. При достаточно быстром изменении огибающей входного сигнала $u_{\text{вых}} > u_{\text{оп}}$, вследствие чего фазочувствительный демодулятор следует применять ключевого типа, например полупроводниковый демодулятор с подачей опорного напряжения по цепи эмиттер — база. Если в качестве корректирующего используется мостиковый Т-образный четырех-

полюсник, то настраиваемым параметром является сопротивление резистора R_1 (см. рис. XII.3, *а*). В рассматриваемой схеме (рис. XII.16) сопротивление R_1 составлено из резисторов R_{11} и R_{12}. Последний шунтирован фотосопротивлением *ФС* и освещается миниатюрным тиратроном типа МТХ с холодным катодом. Управляющее напряжение $u_у$ определяет приращение тока тиратрона, а тиратрон — освещенность фотосопротивления *ФС*. Линейность характеристики управления $R_1 = R_1(u_у)$ достигается правильным выбором номиналов резисторов R_{11} и R_{12}. Быстродействие контура самонастройки достаточно высокое, так как тиратрон практически безынерционен, а постоянная времени фотосопротивления порядка 8—80 мс. Из уравнения (XII.21) следует, что управляющее напряжение $u_у = u_{кв\,вых}$, поступающее на вход транзистора T_1, пропорционально частоте расстройки $\Delta\omega$ и напряжению сигнала ошибки $u_{вх}$. Следовательно, рассматриваемое самонастраивающееся корректирующее устройство в установившемся режиме подавляет квадратурную составляющую напряжения $u_{кв\,вых}$ пропорционально амплитуде сигнала ошибки и тем самым обеспечивает требуемое ограничение амплитуды $u_{кв\,вых}$. На практике часто для САР переменного тока необходимо дифференцирование в полосе частот, значительно меньших несущей частоты ω_c. В этом случае помехоустойчивость системы может быть улучшена путем введения в схему рис. XII.15 отрицательной обратной связи с помощью делителя напряжения *5*, показанного на рис. XII.17. Для данной схемы низшая узловая частота $\frac{1}{K\tau}$, характеризующая сглаживающие свойства цепи, определяется уравнением

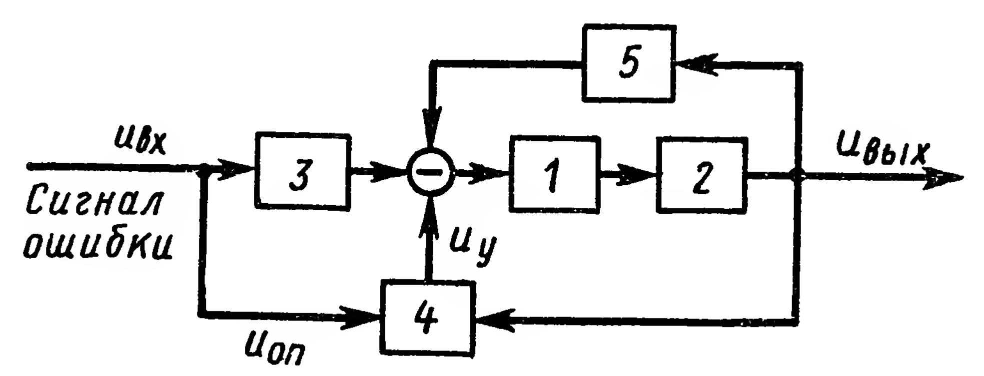


Рис. XII. 17. Блок-схема корректирующего самонастраивающегося контура переменного тока с отрицательной обратной связью:

1 — корректирующий элемент; *2* — усилитель переменного тока; *3* — фазовращатель; *4* — фазочувствительный демодулятор; *5* — делитель напряжения

$$\frac{1}{K\tau} = \frac{\omega_c}{1 + K_у K_c},$$

где $K_у$ — коэффициент усиления по напряжению усилителя переменного тока;

K_c — коэффициент обратной связи.

При отсутствии следящей подстройки частоты

$$u_{кв\,вых} \approx \frac{K_у}{1 + K_у K_c} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} u_{вх}.$$

Место включения фазовращателя *3* в цепь питания фазочувствительного демодулятора или в цепь основного сигнала на динамические свойства корректирующего устройства не оказывает влияния.

Однако при включении фазовращателя 3 по схеме рис. XII.17 фаза выходного сигнала по несущей частоте сдвигается на 90°, что часто бывает удобно при использовании двухфазного исполнительного электродвигателя.

Включение параллельного Т-образного четырехполюсника в цепь отрицательной обратной связи усилителя приводит к образованию интегрирующего корректирующего элемента с передаточной функцией по огибающей

$$W(s) = K\frac{\tau s + 1}{K\tau s + 1},$$

где $K > 1$.

Самонастройка частоты в интегрирующем усилителе может быть выполнена на блок-схеме, приведенной на рис. XII.18.

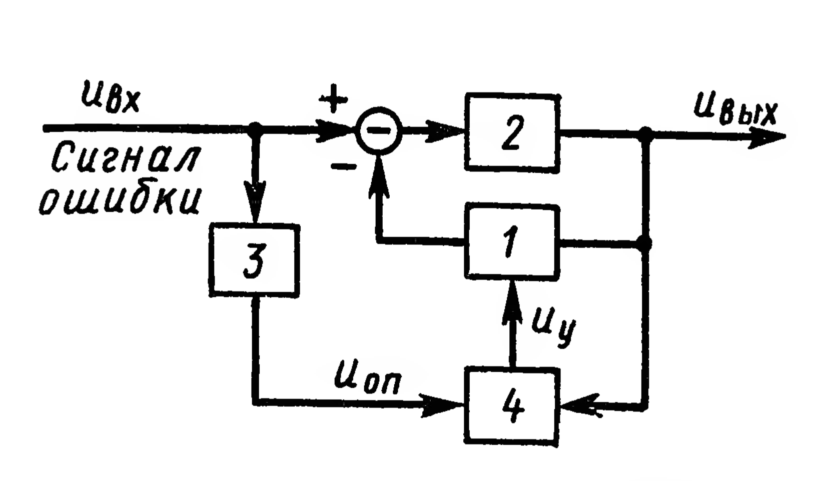


Рис. XII.18. Блок-схема автоматической подстройки частоты в интегрирующем усилителе:

1 — корректирующий элемент; 2 — усилитель переменного тока; 3 — фазовращатель; 4 — фазочувствительный демодулятор

Рис. XII.19. Автоматическая настройка частоты в резонансных *RLC*-контурах с помощью дросселя с подмагничиванием: R_1, R_2, R_4 — резисторы; R_3 — переменный резистор; *T* — транзистор

В резонансных *RLC*-четырехполюсниках частоту настройки $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ можно изменить с помощью индуктивности *L*, если использовать дроссель с подмагничиванием. Дроссель должен иметь две обмотки, одна из которых включается в резонансную схему, а другая обтекается постоянным током за счет напряжения, подведенного с выхода фазочувствительного демодулятора. Для предварительной установки рабочей точки на характеристике намагничивания дросселя вводится начальное подмагничивание. Для обеспечения высокой добротности *RLC*-четырехполюсника необходимо свести к минимуму активные потери, возникающие непосредственно в схеме, а также потери, связанные с трансформацией сигнала в цепь управления. Последние исключаются, если управляемый дроссель *Др* (рис. XII.19) выполнить на двух тороидальных сердечниках, а обмотку подмагничивания — из двух встречно включенных секций, намотанных на разных сердечниках. Рабочая обмотка охватывает оба сердечника. В этом случае цепь обмотки управления и цепь рабочей обмотки практически развязаны по переменному току и величина добротности четырехполюсника не зависит от параметров цепи управления. Стремление умень-

шить активные потери, возникающие непосредственно в схеме, приводит к увеличению габаритных размеров дросселя. Но в ряде случаев можно удовлетворить динамическим требованиям, предъявляемым к корректирующим устройствам САР при приемлемых габаритных размерах.

5. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИЕЙ

Кроме рассмотренных корректирующих элементов для коррекции динамических свойств САР на несущей частоте, применяются устройства с предварительной демодуляцией сигналов переменного тока и последующей их модуляцией после преобразования корректирующими элементами постоянного тока (рис. XII.20). Сигнал переменного тока преобразуется фазочувствительным демодулятором *ДМ* в эквивалентный сигнал постоянного тока и после надлежащего преобразования корректирующим элементом постоянного тока $W(s)$ модулируется по амплитуде модулятором *М* в сигнал переменного тока. Такое двойное преобразование сигнала ошибки по схеме демодуляции и модуляции при правильном построении схемы обеспечивает подавление квадратурной составляющей и некритично к изменениям несущей частоты в определенных пределах.

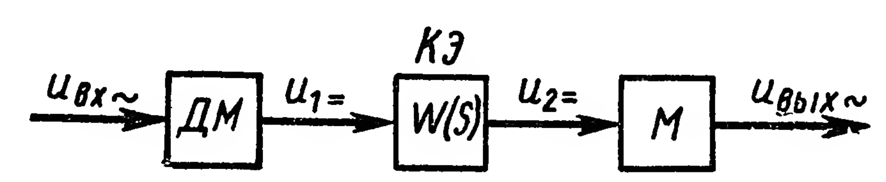


Рис. XII.20. Схема корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией сигнала:

ДМ — демодулятор; *КЭ* — корректирующий элемент постоянного тока; *М* — модулятор

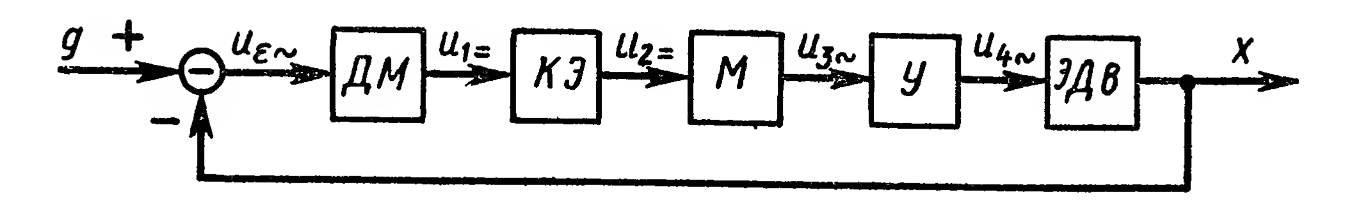


Рис. XII.21. Схема включения последовательного корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией:

ДМ — демодулятор; *КЭ* — корректирующее устройство; *М* — модулятор; *У* — усилитель; *ЭДв* — электродвигатель

На рис. XII.21 показана схема последовательного включения в следящую систему переменного тока такого корректирующего устройства. Поскольку преобразованию подвергается сигнал ошибки, представляющий собой напряжение постоянного тока, то, очевидно, в таких корректирующих устройствах в качестве звена $W(s)$ могут использоваться соответствующие пассивные корректирующие элементы постоянного тока.

Предположим, что в качестве $W(s)$ используется дифференцирующий четырехполюсник постоянного тока. В этом случае пере-

даточная функция рассматриваемого корректирующего элемента определяется по формуле

$$W(s)=KK_{\text{дм}}K_{\text{м}}\frac{\tau s+1}{K\tau s+1},$$

где $K_{\text{дм}}$ и $K_{\text{м}}$ — передаточные коэффициенты демодулятора и модулятора;

K и τ — передаточный коэффициент и постоянная времени четырехполюсника.

Амплитудные и фазовые частотные характеристики такого устройства (рис. XII.22) аналогичны частотным характеристикам самого RC-четырехполюсника и отличаются лишь относительно меньшим положительным фазовым сдвигом. Это объясняется необходимостью введения в схему корректирующего устройства фильтра для снижения амплитудных помех (шумов и пульсаций), вносимых в систему демодулятором и модулятором, что и создает отрицательный фазовый сдвиг огибающей. В этом состоит один из недостатков последовательных корректирующих элементов переменного тока с промежуточной демодуляцией сигнала. Этот недостаток устраняется, если корректирующее устройство с промежуточной демодуляцией выполнено по схеме рис. XII.23. Такое устройство можно назвать параллельным корректирующим устройством для сигналов переменного тока с промежуточной их демодуляцией.

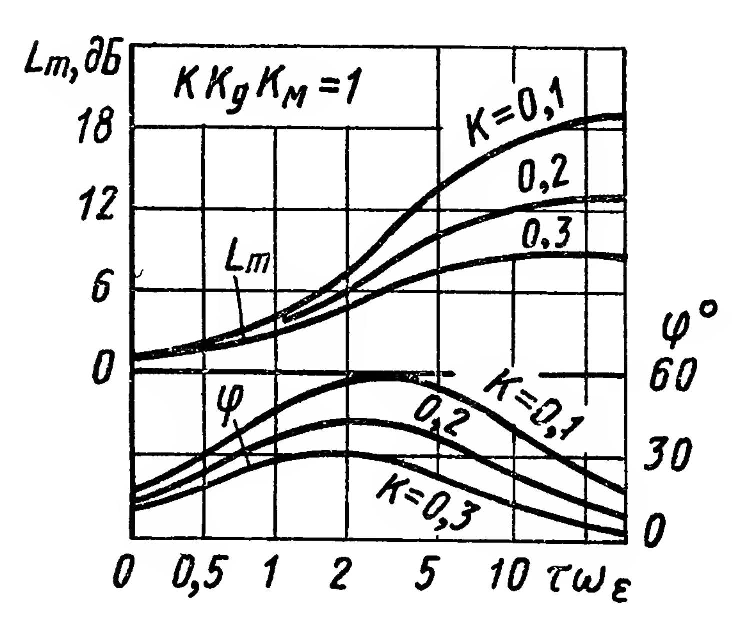


Рис. XII.22. Частотные характеристики последовательного корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией

Отличительная особенность последних состоит в том, что включенный после демодулятора фильтр Φ отфильтровывает высокочастотные составляющие и вносит опережение по фазе полезного сигнала.

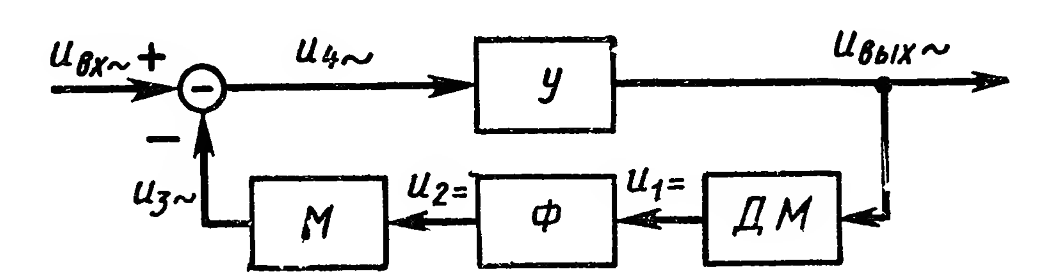


Рис. XII.23. Схема корректирующего устройства с отрицательной обратной связью:

ДМ — демодулятор; *Ф* — фильтр; *М* — модулятор; *У* — усилитель

Предположим, например, что в цепи обратной связи, охватывающей усилитель системы, фильтр Φ имеет передаточную функцию

$$W_{\Phi}(s)=\frac{K_{\Phi}}{T_{\Phi}s+1}. \tag{XII.22}$$

Передаточная функция всей схемы, изображенной на рис. XII.23, в этом случае определяется по формуле

$$W(s) = KK_у \frac{T_ф s + 1}{KT_ф s + 1},$$

где

$$K = \frac{1}{1 + K_ф K_у K_{дм} K_м};$$

$K_у$ — передаточный коэффициент усилителя.

В корректирующем устройстве с обратной отрицательной связью постоянную времени $T_ф$ можно увеличить до любого значения, но ее минимальная величина лимитируется требуемой степенью фильтрации шумов. На рис. XII.24 показана другая схема параллель-

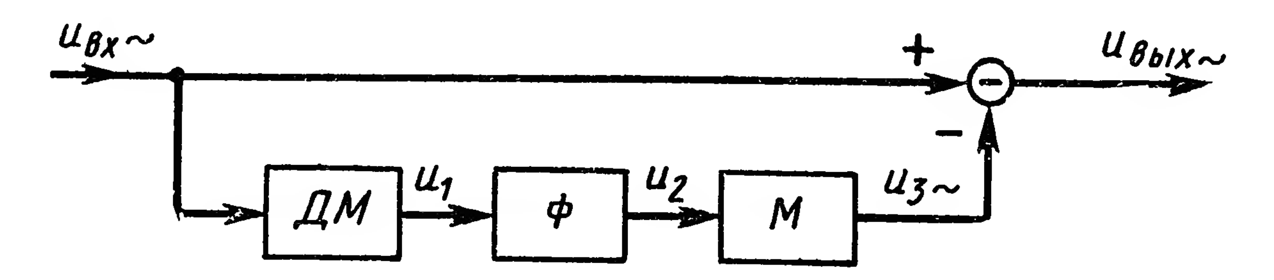


Рис. XII.24. Усилитель корректирующего устройства с прямой отрицательной связью:

ДМ — демодулятор; *Ф* — фильтр; *М* — модулятор

ного корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией сигнала, в которой используется не обратная, а прямая отрицательная связь.

Полагая, что передаточная функция фильтра $W_ф(s)$ описывается формулой (XII.22), можно записать передаточную функцию всего контура следующим образом:

$$W(s) = K \frac{\tau s + 1}{K\tau s + 1},$$

где

$$K = 1 - K_ф K_{дм} K_м; \quad \tau = \frac{T_ф}{K}.$$

Таким образом, характеристики этого корректирующего устройства аналогичны характеристикам двух предыдущих устройств. Недостатком такого устройства является то, что минимальный предел постоянной времени τ ограничен значением $T_ф$, зависящим от требуемой степени фильтрации шумов, и максимально возможным значением коэффициента K.

Все выражения для передаточных функций записаны в предположении надлежащего согласования фазовых сдвигов, вносимых определенными элементами системы. Остановимся подробно на этом вопросе. Рассмотрим следящую систему переменного тока, изображенную на рис. XII.25, с промежуточной демодуляцией сигнала. Допустим, что двухполупериодный демодулятор и модулятор

являются идеальными, работающими по принципу умножения сигналов с гармоническими опорными напряжениями.

При $\varepsilon(t) = \sin \omega(t)$ напряжение на выходе демодулятора имеет вид

$$u_д = \sin \omega t \cos(\omega_c t + \varphi_и) \cos(\omega_c t + \varphi_д) =$$
$$= \frac{1}{2} \sin \omega t [\cos(\varphi_и - \varphi_д) + \cos(2\omega_c + \varphi_и + \varphi_д)]. \quad (XII.23)$$

Фазовый сдвиг $\varphi_и$ определяется активным и реактивным сопротивлениями обмоток сельсинов, включенных по сельсинно-трансформаторной схеме, играющей роль индикатора сигнала ошибки.

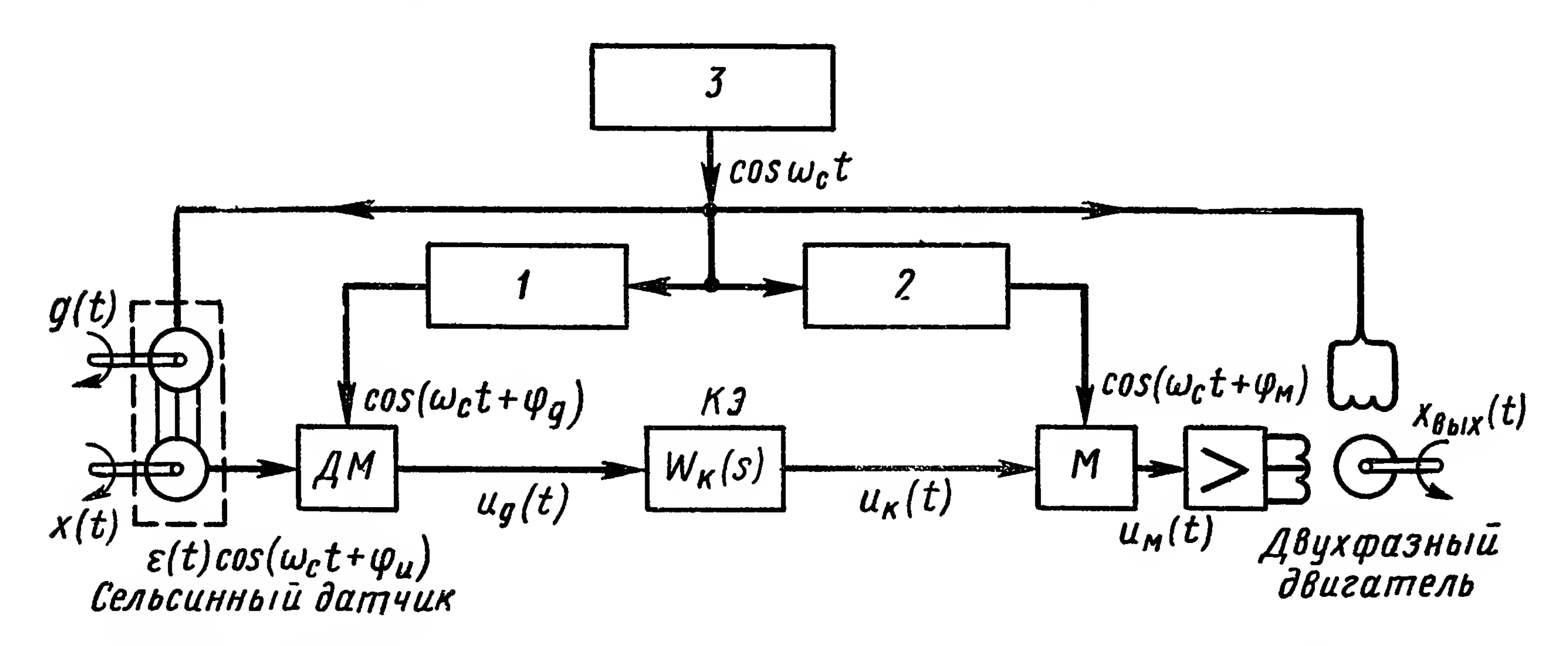


Рис. XII.25. Схема корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией сигнала:

1, 2 — фазовращатели; *3* — генератор гармонических колебаний

Из уравнения (XII.23) следует, что для получения на выходе демодулятора максимального напряжения на частоте ω необходимо удовлетворить равенству $\varphi_и - \varphi_д = 0$, т. е.

$$\varphi_д = \varphi_и. \quad (XII.24)$$

Учитывая равенство (XII.24) при $W_к(s) = 1$, напряжение на выходе модулятора

$$u_м = \frac{1}{2} \sin \omega t [1 + \cos(2\omega_c t + 2\varphi_и)] \times$$
$$\times \cos(\omega_c t + \varphi_м) = \frac{1}{4} \sqrt{5 + 4\cos 2\varphi_и} \times$$
$$\times \sin \omega t \cos(\omega_c t + \varphi_р) + \frac{1}{4} \sin \omega t \cos(3\omega_c t + 2\varphi_и + \varphi_м), \quad (XII.25)$$

где

$$\varphi_р = \operatorname{arctg} \frac{\sin \varphi_м + \frac{1}{2} \sin(2\varphi_и - \varphi_м)}{\cos \varphi_м + \frac{1}{2} \cos(2\varphi_и - \varphi_м)}. \quad (XII.26)$$

Пусть фазовый сдвиг, вносимый сервоусилителем на несущей частоте, равен $\varphi_у$, тогда для получения максимального вращаю-

щего момента исполнительного двухфазного электродвигателя должно быть выполнено равенство $\varphi_р + \varphi_у = \frac{\pi}{2}$, т. е.

$$\varphi_р = \frac{\pi}{2} - \varphi_у. \qquad (XII.27)$$

На основании уравнений (XII.26) и (XII.27) получим

$$\varphi_м = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_у\right) - \frac{1}{2}\sin 2\varphi_и + \frac{1}{2}\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_у\right)\cos 2\varphi_и}{1 - \frac{1}{2}\cos 2\varphi_и - \frac{1}{2}\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_у\right)\sin 2\varphi_и}. \qquad (XII.28)$$

Требуемое значение фазового сдвига $\varphi_м$ устанавливается по фигуре Лиссажу при $\varepsilon(t) = \mathrm{const}$ с помощью фазовращателя *2*. Третья гармоника, соответствующая второму члену правой части уравнения (XII.25), фильтруется с помощью полосового фильтра, входящего в состав сервоусилителя.

Рассмотрим прохождение квадратурной составляющей сигнала $u_{кв} = u_{окв}\cos\left(\omega_с t + \varphi_и + \frac{\pi}{2}\right)$, приложенной ко входу демодулятора. При учете равенства (XII.24) из уравнения (XII.23) следует

$$u_{дкв} = \frac{1}{2} u_{окв}\cos\left(2\omega_с t + 2\varphi_и + \frac{\pi}{2}\right),$$

а напряжение на выходе модулятора

$$u_{м\,кв} = \frac{1}{2} u_{окв}\cos\left(2\omega_с t + 2\varphi_и + \frac{\pi}{2}\right)\cos(\omega_с t + \varphi_м) =$$
$$= \frac{1}{4} u_{окв}\cos\left(\omega_с t + \frac{\pi}{2} + 2\varphi_и - \varphi_м\right) +$$
$$+ \frac{1}{4} u_{окв}\cos\left(3\omega_с t + \frac{\pi}{2} + 2\varphi_и + \varphi_м\right). \qquad (XII.29)$$

Если коэффициент усиления по напряжению сервоусилителя на несущей частоте равен $K_у$, то напряжение на управляющей обмотке электродвигателя, соответствующее первому члену уравнения (XII.29),

$$u_{дв\,кв} = \frac{1}{4} u_{окв}K_у\cos\left(\omega_с t + \frac{\pi}{2} + 2\varphi_м - \varphi_м + \varphi_у\right).$$

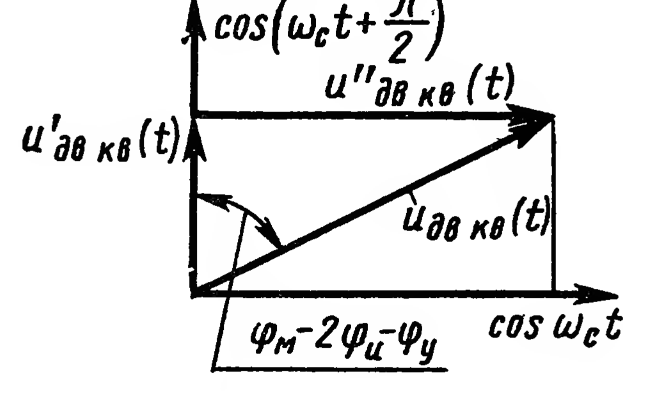


Рис. XII.26. Векторная диаграмма разложения напряжения $u_{дв\,кв}(t)$

В соответствии с векторной диаграммой разложения, приведенной на рис. XII.26, имеем две составляющие напряжения $u_{дв\,кв}$, а именно

$$u'_{дв\,кв} = \frac{1}{4} u_{окв}K_у\cos(\varphi_м - 2\varphi_и - \varphi_у)\cos\left(\omega_с t + \frac{\pi}{2}\right)$$

и

$$u''_{дв\,кв} = \frac{1}{4} u_{окв}K_у\sin(\varphi_м - 2\varphi_м - \varphi_у)\cos\omega_с t.$$

Первая составляющая $u'_{дв\,кв}$ приводит к смещению нуля в позиционных системах автоматического регулирования на несущей частоте и к непрерывному дрейфу нуля в интегрирующих следящих системах. Вторая составляющая $u''_{дв\,кв}$ не создает вращающего момента электродвигателя, но перегружает сервоусилитель, который может перейти на работу в нелинейную область.

Пример XII.1. Определим составляющие напряжения $u_{дв\,кв}$, если $K_у = 500$, $\varphi_у = -20°$, $\varphi_и = -10°$, $u_{окв} = 100$ мВ.

Согласно уравнению (XII.28) $\varphi_м = -89°$, откуда

$$u'_{дв\,кв} = \frac{1}{4} u_{о\,кв} K_у \cos(\varphi_м - \varphi_и - \varphi_у) \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) = -7{,}9 \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right)$$

и

$$u''_{дв.кв} = \frac{1}{4} u_{о\,кв} K_у \sin(\varphi_м - \varphi_и - \varphi_у) \cos\omega_c t = 9{,}7 \cos\omega_c t,$$

т. е. $|u'_{дв\,кв}| = 7{,}9$ В и $|u''_{дв\,кв}| = 9{,}7$ В.

Рассмотренный способ построения схемы корректирующего устройства, не имеющего фильтров, которые не пропускали бы все колебания, кроме огибающей на выходе демодулятора, не обеспечивает подавления квадратурной составляющей сигнала, действующего на входе демодулятора. Кроме того, как было показано в работе [7], возникновение на входе модулятора помех, наведенных за счет других источников питания в полосе частот $(2\omega_c \pm \omega_{ср})$, где $\omega_{ср}$ — частота среза системы автоматического регулирования, приводит к низкочастотным колебаниям (так называемым периодическим режимам) на выходе системы. Следовательно, использование в качестве корректирующих элементов постоянного тока с передаточной функцией $W_к(s)$ дифференцирующих звеньев [1] и даже фазоопережающих цепей не является оправданным. Электрическая цепь постоянного тока должна обеспечить опережение по фазе сигнала в области рабочих низких частот и сильное сглаживание высших частот вблизи второй гармоники несущей частоты. Такому требованию удовлетворяет интегродифференцирующий корректирующий четырехполюсник постоянного тока.

Если на выходе демодулятора включена электрическая корректирующая цепь, устраняющая полностью вторую гармонику, возникающую после выпрямления сигнала в демодуляторе, т. е. $W_к[j(2\omega_c \pm \omega_{ср})] = 0$, то согласно уравнению (XII.25) $u_м = \frac{1}{2}\sin\omega t\cos(\omega_c t + \varphi_м)$, и поэтому

$$\varphi_м = \frac{\pi}{2} - \varphi_у.$$

Как следует из уравнения (XII.29), $u_{мкв} = 0$, а также $u_{дв\,кв} = 0$, т. е. квадратурная составляющая сигнала, действующего на входе, демодулятора, полностью подавляется.

К недостаткам корректирующих устройств с промежуточной демодуляцией следует отнести сложность и громоздкость схемы, значительные габариты, стоимость, дрейф нуля и запаздывание

сигнала по фазе в результате фильтрации высокочастотных составляющих, возникающих при демодуляции. При использовании однополупериодных модуляторов и демодуляторов трудности фильтрации возрастают, так как пульсации выходного напряжения демодулятора концентрируются вблизи первой гармоники несущей частоты, а максимальная частота входного сигнала, соответствующая частоте среза замкнутой системы, не должна превышать одной десятой части несущей частоты [6].

В связи с необходимостью малого запаздывания по фазе при фильтрации сигнала иногда для индукционных преобразователей (датчиков) в качестве несущей используется повышенная частота.

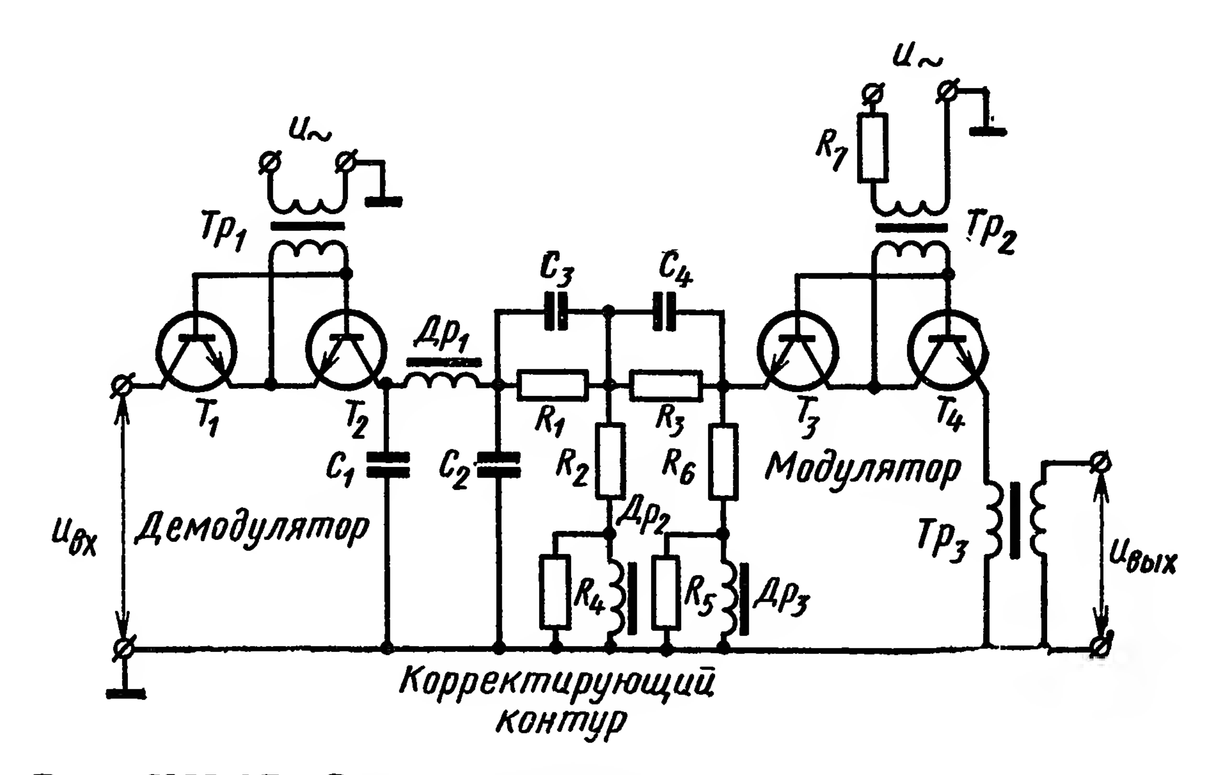


Рис. XII.27. Схема корректирующего устройства с демодуляцией и модуляцией входного сигнала

Так например, при использовании модулятора и двухфазного электродвигателя, работающих на частоте 400 Гц, демодулятор и датчик сигнала ошибки могут возбуждаться напряжением переменного тока частотой 5000 Гц. Разумеется, такие системы практичны при наличии в установке источника питания повышенной частоты, предназначенного для ряда других целей.

Иногда в позиционных следящих системах применяются достаточно сложные фильтры, одновременно ослабляющие высшие гармоники и дифференцирующие сигнал на низких частотах. Для иллюстрации на рис. XII.27 приведена одна из возможных схем корректирующего устройства.

Преобразование сигнала и коррекция на постоянном токе часто используются в цепи тахометрической отрицательной обратной связи системы (рис. XII.28). В подобных системах применяются ключевые двухполупериодные модуляторы и демодуляторы, собранные на полупроводниковых триодах и отличающиеся высокой стабильностью, линейностью характеристик и высоким к. п. д.

Преимуществами корректирующих устройств с промежуточной демодуляцией являются: относительная простота конструирования и расчета; достаточно большое разнообразие функций, возможных

для коррекции системы; некритичность к изменениям несущей частоты; простой синтез корректирующей цепи по сравнению с другими методами коррекции.

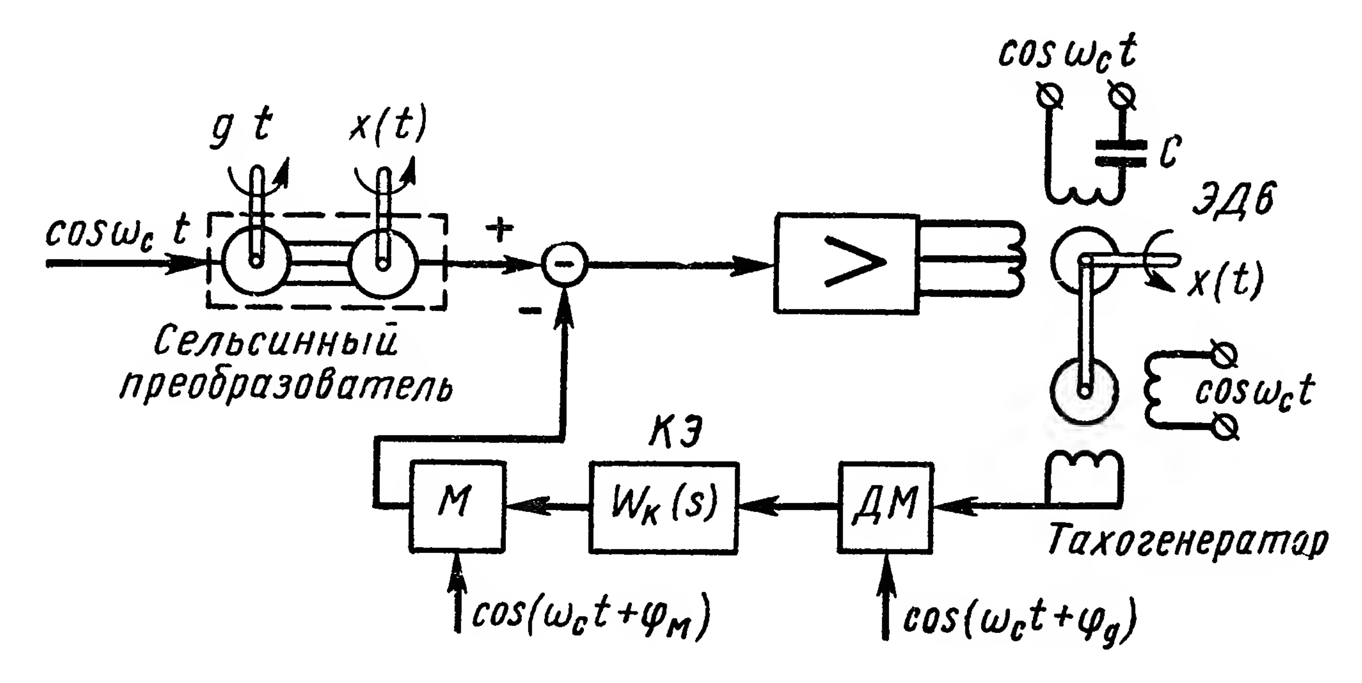


Рис. XII.28. Схема включения корректирующего устройства в цепь обратной связи

Недостатки состоят в необходимости дополнительных модуляторов и демодуляторов; в генерации дополнительных гармонических помех, требующих их фильтрации; в снижении запаса устойчивости системы за счет фазовых запаздываний при фильтрации.

6. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯМИ

В последние годы были разработаны [2, 10] новые корректирующие элементы переменного тока — пассивные корректирующие элементы с фазочувствительным синхронным детектированием. Эти элементы содержат синхронные переключатели, эффект которых заключается в периодическом изменении параметров схемы.

Корректирующие элементы с прерывателями проще корректирующих устройств с промежуточной демодуляцией и не вносят дополнительного запаздывания. Их характеристики не зависят от изменений несущей частоты. Хотя подобные элементы относятся к классу дискретных систем, можно определить эквивалентный электрический четырехполюсник с постоянными параметрами, переходная характеристика которого совпадает с реакцией истинного четырехполюсника по огибающей на входное скачкообразное синусоидальное напряжение постоянной амплитуды на частоте переключения.

На рис. XII.29, *а* приведена схема корректирующего четырехполюсника, вводящего запаздывание по фазе огибающей входного сигнала переменного тока. В качестве синхронного переключателя используется диодный мост, одна из диагоналей которого питается опорным напряжением от того же источника, что и датчики входного сигнала. Если напряжение сигнала $u_{вх}$ мало по сравнению с опорным напряжением, то характеристики элемента опреде-

ляются эквивалентным линейным четырехполюсником с переменными параметрами, приведенным на рис. XII.29, *б*. Полярность заряда конденсатора *С* определяется фазой напряжения сигнала относительно фазы опорного напряжения. Переменная составля-

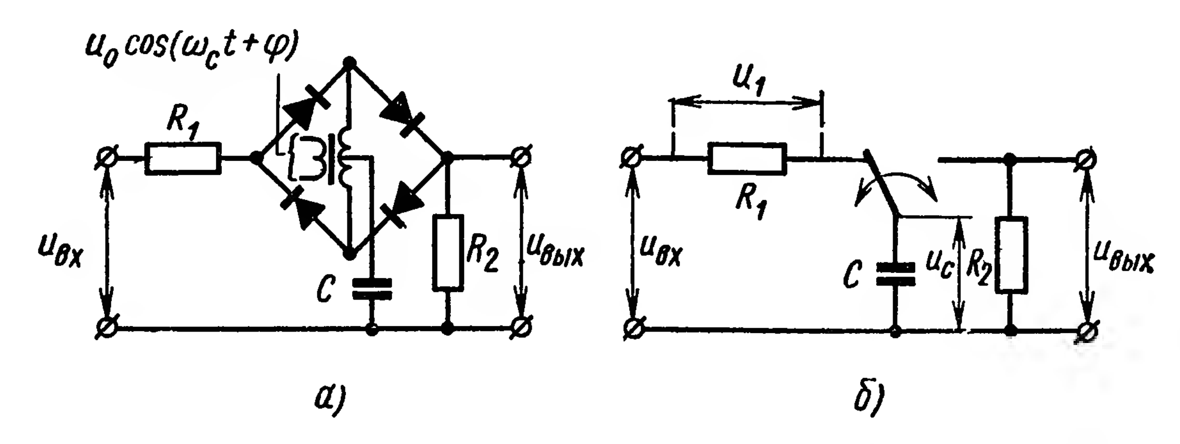


Рис. XII.29. Пассивный корректирующий контур переменного тока с фазочувствительным синхронным детектированием:

а — реальная схема; *б* — эквивалентная схема

ющая выходного напряжения пропорциональна заряду конденсатора, а заряд конденсатора определяется входным сигналом.

Наиболее эффективным приближенным методом анализа и расчета корректирующих устройств с прерывателями является метод квазистационарного анализа Фурье.

Если входное напряжение цепи $u_{вх} = \varepsilon(t) \sin \omega_c t$ и желаемое выходное напряжение $u_{вых} = x(t) \sin \omega_c t$, то целесообразно рассмотреть передаточную функцию по огибающей

$$W(s) = \frac{x(s)}{\varepsilon(s)}. \qquad (XII.30)$$

Рис. XII.30. Корректирующий четырехполюсник с опережением по фазе

Рассмотрим приложение этого метода к четырехполюснику с опережением по фазе, приведенному на рис. XII.30. Пусть напряжение на конденсаторе $u_c(0) = 0$ и в момент $t = 0$ прикладывается ко входу единичный скачкообразный сигнал

$$u_\varepsilon = \begin{cases} 1, & t > 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases}$$

В этом случае согласно закону Кирхгофа

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{1}{C}\left[\frac{\sin \omega_c t}{R_1} - \frac{u_C}{R_1}\right], \qquad (XII.31)$$

где i_C — ток, протекающий через конденсатор *С*.

Решение уравнения (XII.31) имеет вид

$$u_C = [u_C(0) + D]\, e^{-\frac{t}{\tau_1}} + D(\alpha \sin \omega_c t - \cos \omega_c t), \qquad (XII.32)$$

где

$$\tau_1 = R_1 C, \qquad \alpha = \frac{1}{\omega_c \tau_1} \text{ и } D = \frac{\alpha}{1+\alpha^2}.$$

Выражение (XII.32) справедливо для каждого интервала переключения при учете своих начальных условий. Конденсатор переключается в моменты времени $\frac{\pi n}{\omega_c}$. При переключении ток в конденсаторе остается однонаправленным, что представляет собой операцию демодуляции несущей частоты и поясняет работу цепи такого типа.

Если напряжение

$$u_{nC} = u_C\left(\frac{\pi n}{\omega_c}\right) \tag{XII.33}$$

является напряжением конденсатора в n-й момент переключения, то учитывая, что $u_C(0) = 0$, из уравнения (XII.33) можно получить рекуррентную формулу для u_{nC}, придавая n различные значения:

$$\left.\begin{aligned} u_{0C} &= 0; \\ u_{1C} &= D\beta + D; \\ &\dots\dots\dots\dots\dots \\ u_{(n+1)C} &= (\beta^{n+1} + 2\beta^n + \ldots + 2\beta + 1)\, D, \end{aligned}\right\} \tag{XII.34}$$

где

$$\beta = e^{-\frac{\pi}{\omega_c \tau_1}}.$$

Суммируя члены ряда в уравнении (XII.34) для $u_{(n+1)C}$, получим

$$u_{(n+1)C} = D\,\frac{1+\beta}{1-\beta}\,(1 - \beta^{n+1}). \tag{XII.35}$$

Формула (XII.35) определяет напряжение на конденсаторе в $(n+1)$ момент переключения. При $\frac{\omega_c}{\omega_g} \to \infty$ применим приближенный метод расчета. Среднее значение тока через конденсатор за один цикл

$$\bar{i}_C = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_C(t)\, d\varphi = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \frac{\sin\varphi - u_C(t)}{R_1}\, d\varphi, \tag{XII.36}$$

где

$$\varphi = \omega_c t.$$

Так как напряжение u_C постоянно в течение одного цикла, то уравнение (XII.31) решается достаточно просто. Изменение напряжения на конденсаторе в этом случае

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C}\,\bar{i}_C = \frac{2}{\pi R_1 C} - \frac{u_C(t)}{R_1 C},$$

откуда

$$u_C(t) = \frac{2}{\pi}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right). \tag{XII.37}$$

Подставив в уравнение (XII.37) $t=\frac{(n+1)\pi}{\omega_c}$, получим

$$u_{(n+1)C}=\frac{2}{\pi}(1-\beta^{n+1}). \qquad \text{(XII.38)}$$

Так как $\alpha \ll 1$, то выражение $D\frac{1+\beta}{1-\beta}$ можно представить в виде ряда и тогда уравнение (XII.35) приобретает вид

$$u_{(n+1)C}=\frac{2}{\pi}\left[1-\left(1+\frac{\pi^2}{6}\right)\alpha^2+\ldots\right](1-\beta^{n+1}). \qquad \text{(XII.39)}$$

Для большинства систем автоматического регулирования на несущей частоте $\alpha=\frac{1}{\omega_c\tau_1}\ll 0{,}1$, вследствие чего разница между уравнениями (XII.38) и (XII.39) незначительна.

Для определения передаточной функции (XII.30) необходимо рассматривать огибающую для основной гармонической составляющей на несущей частоте. Форма выходного напряжения четырехполюсника существенно искажена вследствие операции переключения, в результате которой появляются высшие гармонические составляющие. При соблюдении условия $\frac{\omega_c}{\omega_\varepsilon}\to\infty$ возможно для определения основной составляющей применить квазистационарный метод анализа Фурье.

С учетом операции переключения выходное напряжение контура, приведенного на рис. XII.30, будет

$$u_{\text{вых}}=u_{\text{вх}}\mp u_C,$$

или при единичном входном скачке

$$u_{\text{вых}}=\sin\varphi\mp u_C.$$

Переменный знак в этом соотношении является результатом переключения и всегда противоположен полярности входного напряжения. Пусть огибающая основной гармонической составляющей выходного напряжения контура есть x, тогда

$$x=\frac{2}{\pi}\int_0^\pi u_{\text{вых}}\sin\varphi\,d\varphi=1-\frac{4}{\pi}u_C. \qquad \text{(XII.40)}$$

Учитывая уравнение (XI.37), окончательно получим

$$x=1-\frac{8}{\pi^2}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right). \qquad \text{(XII.41)}$$

Эквивалентная передаточная функция $W(s)$ определяется с помощью четырехполюсника постоянного тока, обладающего реакцией x, согласно уравнению (XII.41) при воздействии единичного входного скачка. Такой контур называется аналогом корректирующего четырехполюсника постоянного тока. Из выражения (XII.41) следует

$$\frac{x(\infty)}{\varepsilon(\infty)}=1-\frac{8}{\pi^2}.$$

Как видно из рис. XII.30, параллельно емкости должно быть включено сопротивление

$$R_0 = \frac{8}{\pi^2 - 8} R_1,$$

а для сохранения постоянной времени четырехполюсника, равной τ_1, необходимо применить вместо емкости C емкость

$$C' = \frac{\pi^2}{8} C.$$

Схема эквивалентного фазоопережающего четырехполюсника постоянного тока приведена на рис. XII.31. При приложении единичного входного скачка в момент времени $t = 0$ конденсатор не заряжен и поэтому не оказывает влияния на начальный участок переходной характеристики. Это означает, что эквивалентная цепь приводится к аналогу четырехполюсника постоянного тока при $s = \infty$, т. е. при замкнутом накоротко конденсаторе. Постоянная времени для скорости заряда конденсатора совпадает с постоянной времени аналога цепи постоянного тока. Таким образом, синхронное переключение приводит к тому, что ток через конденсатор становится однонаправленным и не оказывает влияния на постоянную времени. При анализе более сложных схем с синхронным переключением необходимо определить вид уравнений цепи, которые следуют из уравнений аналога четырехполюсника постоянного тока. При этом необходимо учитывать множитель $\frac{2}{\pi}$ из уравнения (XII.40), который возникает при определении среднего значения входного напряжения, и множитель $\frac{4}{\pi}$, появляющийся при вычислении основной гармонической составляющей выходного напряжения. Поэтому эквивалентная цепь отличается от аналога четырехполюсника постоянного тока множителем $\frac{8}{\pi^2}$, стоящим при напряжении u_C. Так как постоянные времени для скорости заряда конденсаторов не изменяются вследствие синхронного переключения, то полюса передаточных функций по напряжению для эквивалентной цепи и аналога цепи постоянного тока между собой совпадают. Напряжения на конденсаторах эквивалентной цепи и аналога четырехполюсника постоянного тока отличаются между собой множителем $\frac{8}{\pi^2}$. Этот множитель влияет на нули передаточной функции по напряжению.

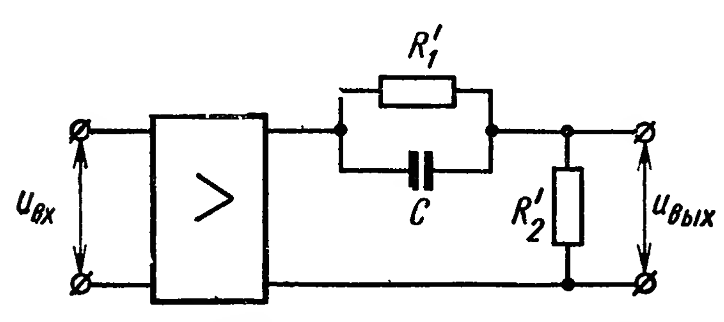


Рис. XII.31. Эквивалентный корректирующий четырехполюсник постоянного тока:

R_1', R_2' — эквивалентные сопротивления

Пример XII.2. Для иллюстрации приближенного метода расчета рассмотрим корректирующий фазоопережающий элемент с синхронным переключением

(рис. XII.32). Считая трансформаторы идеальными, в качестве аналога корректирующего четырехполюсника постоянного тока можно принять схему, показанную на рис. XII.33. Напряжение на выходе при единичном скачке входного сигнала имеет вид

$$x = A + B\frac{u_C(t)}{u_C(\infty)},$$

где A и B — постоянные величины.

Постоянная времени переходной характеристики

$$T = (r_1 + R_3)\,C_1,$$

где

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Пусть

$$W(0) = \frac{x(0)}{u_\varepsilon(0)} = \frac{R_3}{R_1}\cdot\frac{R_1 + r_1}{R_3 + r_1}$$

и

$$W(\infty) = \frac{R_3}{R_1}.$$

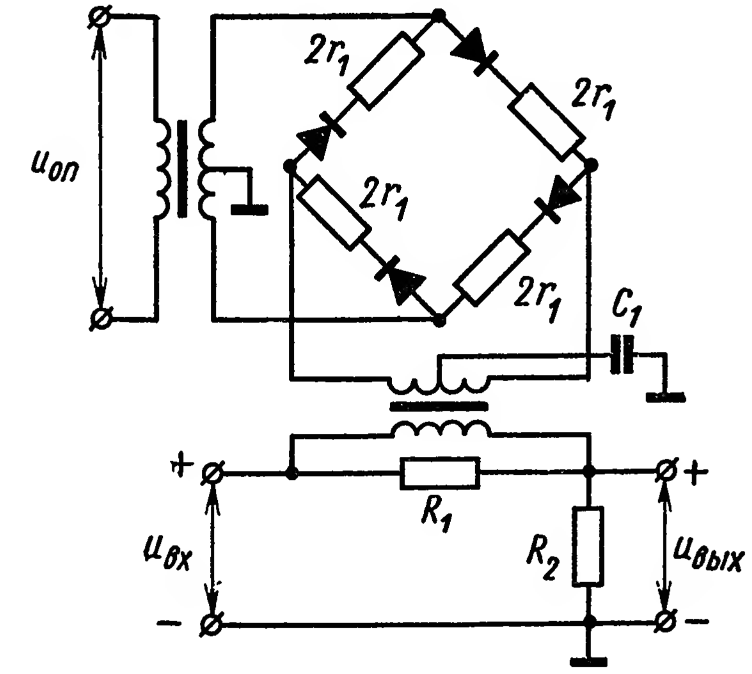


Рис. XII.32. Корректирующий фазоопережающий элемент с синхронным переключением

Из схемы аналога корректирующего четырехполюсника постоянного тока имеем

$$\frac{x(0)}{\varepsilon(0)} = A$$

и

$$\frac{x(\infty)}{\varepsilon(\infty)} = A + B = W(\infty).$$

Напряжение на конденсаторе эквивалентной цепи отличается от рассматриваемого аналога множителем $\frac{8}{\pi^2}$, следовательно, для эквивалентной цепи

$$x = A + \frac{8}{\pi^2}B\,\frac{u_C(t)}{u_C(\infty)},$$

откуда

$$x = W(0) + \frac{8}{\pi^2}[W(\infty) - W(0)]\frac{u_C(t)}{u_C(\infty)}. \qquad \text{(XII.42)}$$

Для определения эквивалентной цепи удобно ввести функцию усиления (рис. XII.34):

$$W_R(0) = \frac{x}{\varepsilon} = \frac{R_3}{R_1}\cdot\frac{R + R_1 + r_1}{R + R_3 + r_1}.$$

Функция $W_R(0)$ согласуется с введенными обозначениями для $W(0)$ и $W(\infty)$. Если $R = R_{01} = K(r_1 + R_3)$, то

$$W_{R01}(0) = \frac{1}{1+K}W(0) + \frac{K}{1+K}W(\infty); \qquad \text{(XII.43)}$$

здесь $W_{R_{01}}(0)$ представляет собой усиление на нулевой частоте эквивалентной цепи. Подставив в уравнение (XII.42) $t = \infty$ и сравнив полученное выражение с уравнением (XII.43), найдем

$$\frac{K}{1+K} = \frac{8}{\pi^2}.$$

Постоянные времени для обеих цепей должны быть одинаковы, тогда

$$C_1' \frac{R_{01}(R_3+r_1)}{R_{01}+R_3+R_1} = C_1(R_3+r_1)$$

и, следовательно,

$$\frac{C_1'}{C_1} = 1 + \frac{r_1+R_3}{R_{01}} = 1 + \frac{1}{K} = \frac{\pi^2}{8}.$$

Эквивалентная схема корректирующего четырехполюсника приведена на рис. XII.35. Экспериментальная проверка фазоопережающего корректирующего четырехполюсника установила возможность получения максимального опережения по фазе, равного 45°, при усилении на нулевой частоте, равном 0,312.

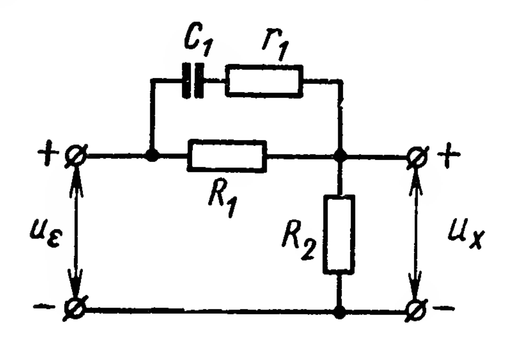


Рис. XII.33. Аналог корректирующего четырехполюсника постоянного тока, соответствующий схеме рис. XII.32:
u_ε — напряжение сигнала ошибки; u_x — выходная величина

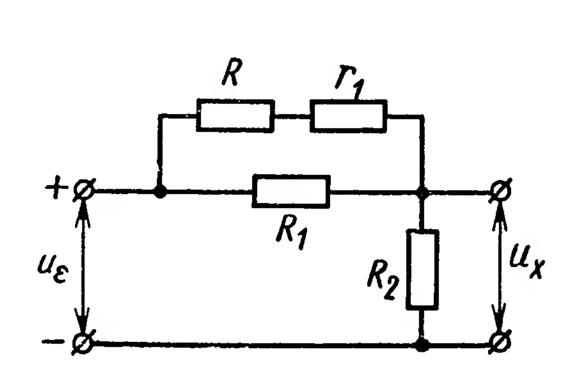


Рис. XII.34. Схема для определения функции усиления $W_R(0)$

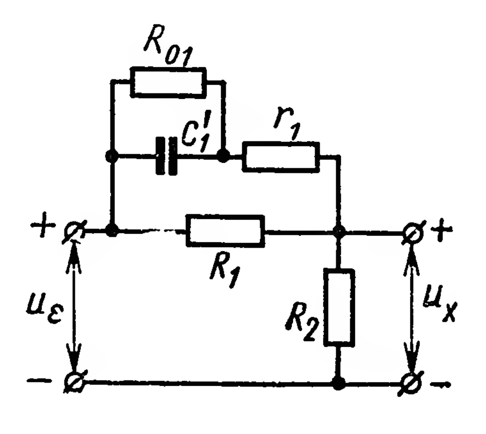


Рис. XII.35. Эквивалентная цепь корректирующего четырехполюсника

Форсирующие корректирующие элементы с переключением обеспечивают достаточный положительный фазовый сдвиг по огибающей во всей полосе рабочих частот сигнала. Недостатки схемы связаны с наличием искажений и шума переключателя или демодулятора. Кроме того, такие форсирующие корректирующие элементы ослабляют основной синфазный сигнал и пропускают практически без изменения квадратурную и высокочастотные помехи. В то же время синхронно коммутируемые инерционные четырехполюсники являются подавителями квадратурной и высокочастотных помех. Поэтому применение интегродифференцирующих элементов с синхронной коммутацией (рис. XII.36) приводит к удовлетворительному соотношению сигнал/помеха и расширяет область применения корректирующих элементов с переключением в САР на несущей частоте.

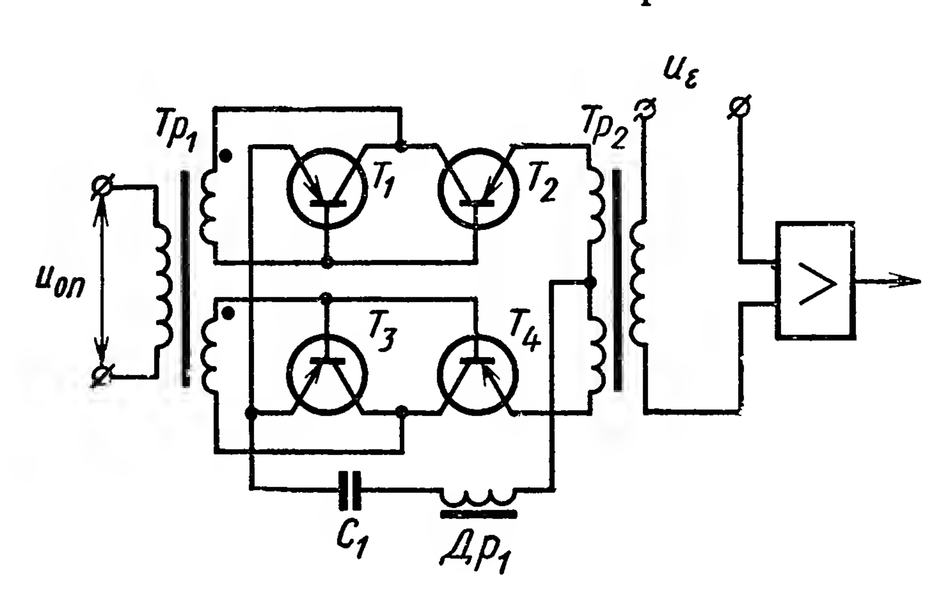


Рис. XII.36. Синхронно коммутируемый элемент интегродифференцирующего типа:
$u_{оп}$ — опорное напряжение; u_ε — напряжение сигнала ошибки

Корректирующие устройства с синхронными переключателями могут включаться не только в прямой контур усиления сигнала, но

также при параллельной компенсации в контур местной обратной связи. С помощью рассмотренных схем не только достаточно просто решается задача стабилизации системы, но и легко смешивается входной сигнал с сигналом обратной связи.

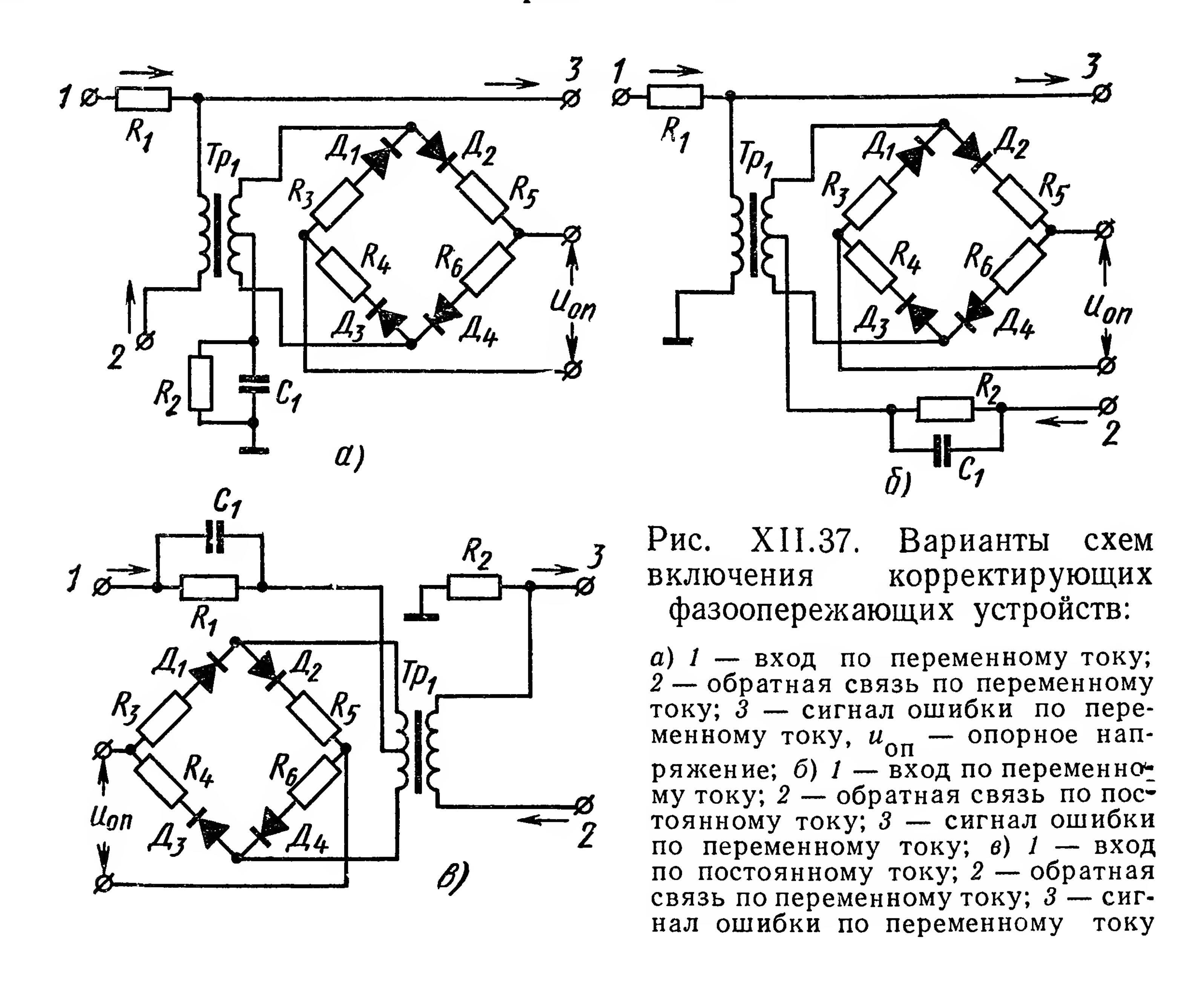


Рис. XII.37. Варианты схем включения корректирующих фазоопережающих устройств:

а) 1 — вход по переменному току; 2 — обратная связь по переменному току; 3 — сигнал ошибки по переменному току, $u_{оп}$ — опорное напряжение; *б)* 1 — вход по переменному току; 2 — обратная связь по постоянному току; 3 — сигнал ошибки по переменному току; *в)* 1 — вход по постоянному току; 2 — обратная связь по переменному току; 3 — сигнал ошибки по переменному току

Для иллюстрации приведем несколько схем смешения сигналов как переменного, так и постоянного тока с использованием фазоопережающих корректирующих устройств с синхронными переключателями (рис. XII.37). Некоторые корректирующие элементы с синхронным переключением обладают интересной возможностью изменения максимально достижимого положительного фазового сдвига в зависимости от амплитудного значения внешнего управляющего сигнала.

7. НЕЛИНЕЙНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Введение нелинейных элементов в схему корректирующего устройства часто позволяет повысить качество САР. Цепи нелинейной коррекции работают как на сигналах постоянного тока, так и на амплитудно-модулированных сигналах переменного тока. С помощью нелинейного корректирующего устройства, включенного в прямой тракт усиления сигнала ошибки системы, можно обеспечить переходный процесс, близкий к оптимальному.

На рис. XII.38 приведена схема нелинейного фазоопережающего корректирующего элемента. Вначале рассмотрим его принцип

действия для случая преобразования сигнала постоянного тока. Пусть в момент времени $t = 0$ ко входу контура прикладывается скачок напряжения сигнала ошибки $u_{вх}$ постоянного тока положительной полярности. Диод $Д_1$ проводит ток, конденсатор C_1 шунтирует резистор R_1 и все напряжение сигнала ошибки выделяется на резисторе R_2. В первый момент усиление САР максимально; корректирующий четырехполюсник не вводит ослабления сигнала, вследствие чего создается очень быстрая начальная реакция системы. По мере того как конденсатор C_1 заряжается, напряжение на сопротивлении R_2 уменьшается, а следовательно, уменьшается управляющее напряжение исполнительного электродвигателя. В то же время уменьшается величина угла рассогласования при отработке его электродвигателем. Диод $Д_1$ прекращает проводить ток, когда напряжение сигнала ошибки $u_{вх}$ становится равным напряжению на конденсаторе C_1. В этот момент напряжение на сопротивлении R_2 равно нулю и система вступает во второй режим работы.

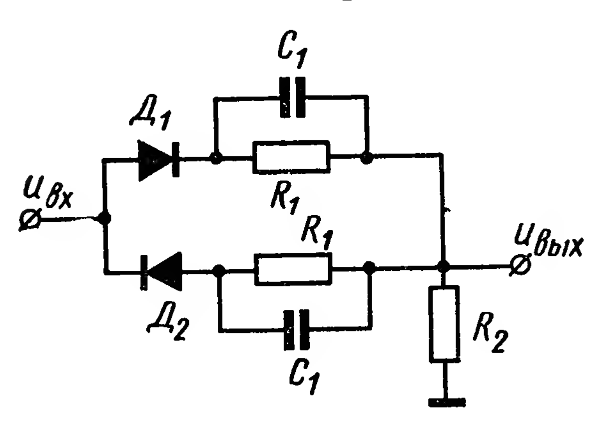


Рис. XII.38. Схема нелинейного фазоопережающего корректирующего элемента

Первый режим работы системы является линейным, причем его продолжительность определяется в основном электромеханической постоянной времени электродвигателя с учетом нагрузки, а также постоянной времени $T_1 = R_2C_1$ корректирующего четырехполюсника. Во втором режиме происходит торможение электродвигателя, а конденсатор C_1 разряжается через резистор R_1. Если постоянная времени разряда $T_2 = R_1C_1$ меньше электромеханической постоянной времени электродвигателя, то напряжение на конденсаторе C_1 уменьшается быстрее, чем напряжение сигнала ошибки, а диод $Д_1$ проводит ток непрерывно. Корректирующий четырехполюсник в этом случае работает в линейном режиме. Если же постоянная времени T_2 больше электромеханической постоянной времени электродвигателя, то во втором режиме диод не проводит ток и вал исполнительного электродвигателя останавливается без перерегулирования. При снижении напряжения на конденсаторе до величины, меньшей, чем напряжение сигнала ошибки, происходит прерывистое вращение выходного вала системы. При изменении полярности сигнала ошибки (например, при перерегулировании) диод $Д_2$ немедленно начинает проводить ток и появляется тормозящий вращающий момент, соответствующий максимальному усилению системы.

Итак, для работы нелинейного корректирующего контура необходимо, чтобы $T_2 \gg T_1$, а постоянная времени T_2 должна быть больше электромеханической постоянной времени электродвигателя.

При работе САР, обладающей астатизмом первого порядка, в установившемся режиме постоянно существует некоторое

напряжение сигнала ошибки, вследствие чего один диод проводит ток и напряжение на сопротивлении R_2

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

В качестве примера на рис. XII.39 приведены переходные характеристики следящей системы, изображенной на рис. XII.40, с передаточной функцией электродвигателя $W_{\text{дв}}(s) = \frac{1,6}{s(1+s)}$, усилителем с коэффициентом усиления $K_у = 51$ и нелинейным фазоопережающим корректирующим элементом $КЭ$ с параметрами

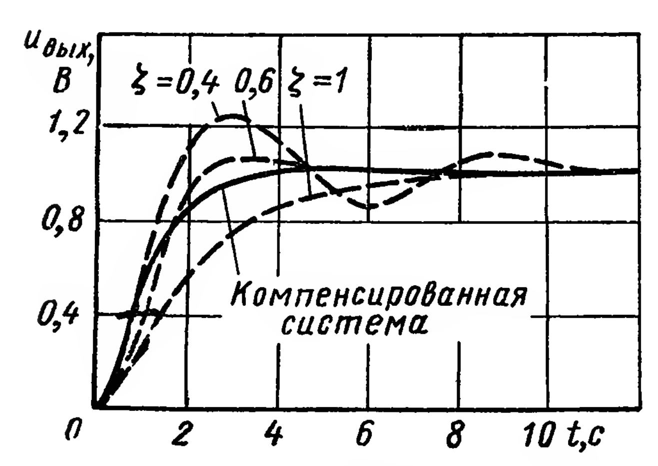


Рис. XII.39. Переходные характеристики компенсированной и некомпенсированной линейной системы

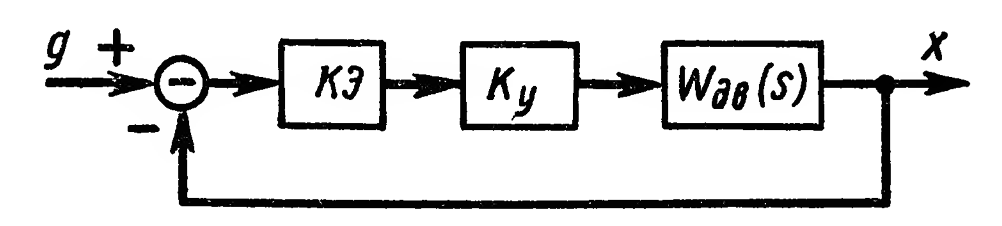


Рис. XII.40. Блок-схема следящей системы с нелинейным корректирующим элементом

$R_1 = 5$ МОм, $R_2 = 100$ кОм и $C_1 = 0,05$ мкФ. В усилителе была исключена возможность насыщения в какой-либо ступени усиления. Штриховыми линиями показаны переходные характеристики соответствующей линейной системы при различных коэффициентах демпфирования ζ. Существенного изменения переходных характеристик от величины скачка не наблюдалось. В нелинейных фазоопережающих корректирующих устройствах, используемых в следящих системах

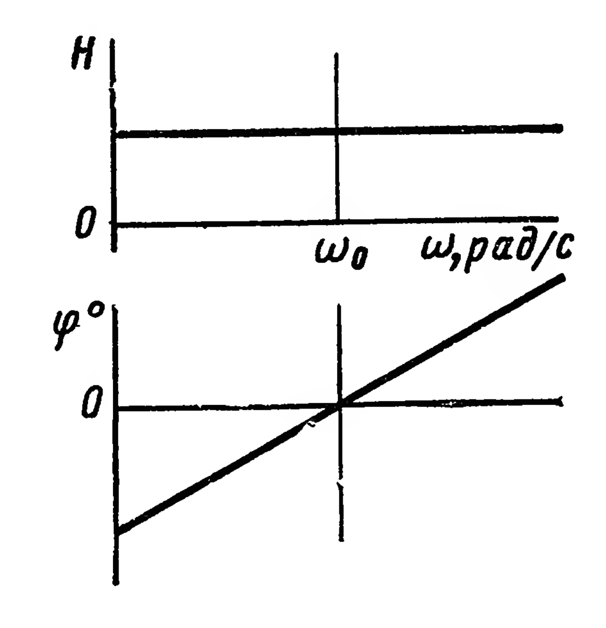


Рис. XII.41. Частотные характеристики корректирующего устройства, не зависящие от колебания несущей частоты:

H — амплитудная, φ — фазовая частотные характеристики

переменного тока, один из диодов работает в положительный полупериод напряжения сигнала ошибки, а другой — в отрицательный полупериод. Поэтому на резисторе R_2 образуется напряжение переменного тока, причем в начале переходного процесса также реализуется большой коэффициент передачи системы для получения больших ускорений. Ток, протекающий в контуре, является однонаправленным, конденсаторы заряжаются и выключают диоды при снижении сигнала ошибки ниже соответствующего уровня. Порядок работы

контура по существу, такой же, как и при сигнале ошибки постоянного тока.

В заключение отметим, что из всех рассмотренных корректирующих элементов переменного тока наиболее простыми и, следовательно, наиболее надежными в работе являются пассивные *RLC*- и в особенности *RC*-четырехполюсники. Однако зависимость

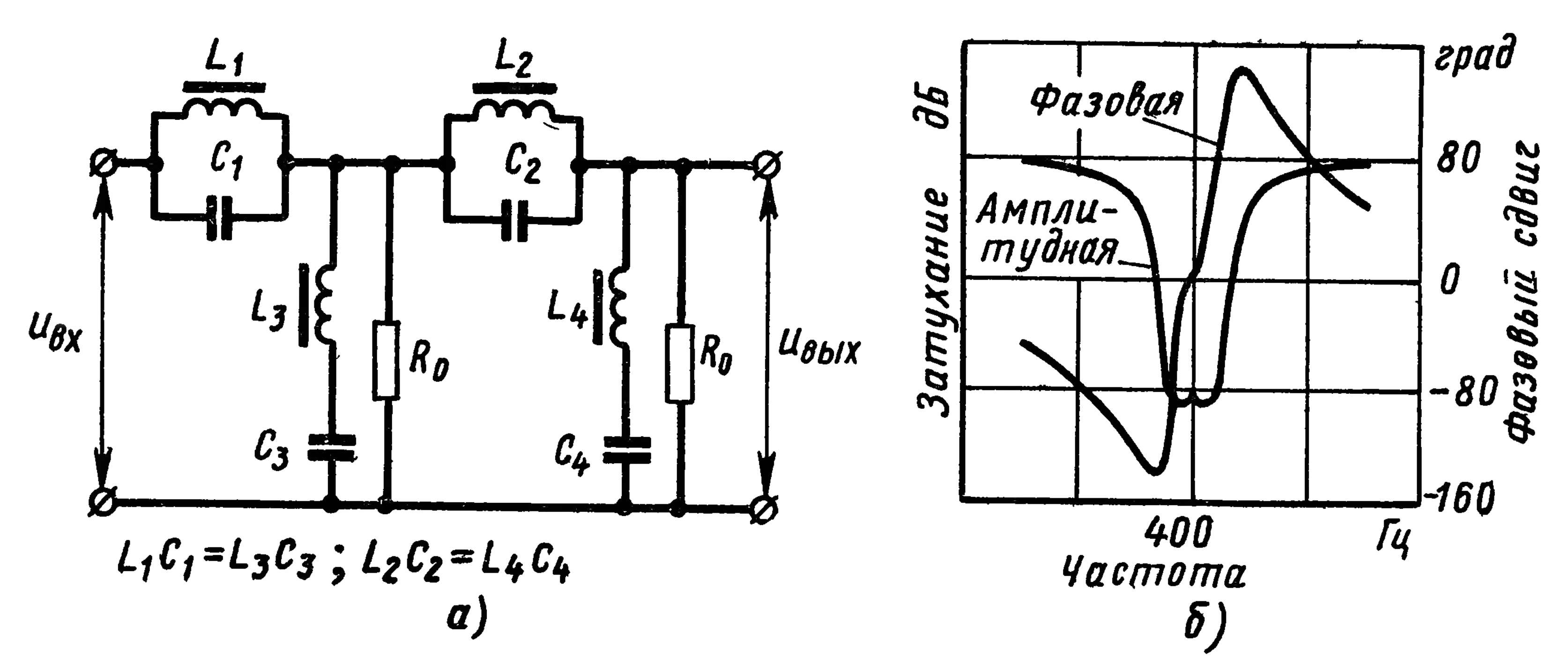


Рис. XII.42. Корректирующий элемент переменного тока:

а — электрическая схема; *б* — частотные характеристики

корректирующих свойств от колебаний несущей частоты во многом ограничивает их применение.

В связи с этим были предприняты попытки создать пассивные корректирующие элементы переменного тока с характеристиками, не зависящими от изменений несущей частоты.

Как видно из выражения (XII.7), а также рис. XII.1, корректирующий элемент переменного тока будет нормально функционировать, если обеспечиваются равенства $h_1 = h_2$ и $\psi_1 = \psi_2$. Эти условия выполняются устройствами с постоянной амплитудной и линейной фазовой частотными характеристиками (рис. XII.41). На рис. XII.42, *а* показан корректирующий элемент, реализующий такие частотные характеристики. Он состоит из двух ограниченных по полосе фильтров, остро настроенных на частоты вблизи несущей частоты, в результате чего получается амплитудная частотная характеристика W-образной формы (рис. XII.42, *б*).

Чрезмерная сложность такого устройства и большая вероятность расстройки фильтров в процессе эксплуатации контура делают его практически малопригодным.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гостев В. И.** Эквивалентные передаточные функции схем «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор». «Автоматика и телемеханика», 1967, № 11.
2. **Гостев В. И.** Корректирующие четырехполюсники с прерывателями. Киев, «Техника» 1965, 154 с.
3. **Ивей К. А.** Системы автоматического регулирования на несущей переменного тока. М., «Машиностроение», 1968, 320 с.

4. **Костюк В. Н.** Беспоисковые градиентные самонастраивающие системы. Киев, «Техника», 1969, 276с.
5. **Кузовков Н. Т.** Динамика систем автоматического управления. М., «Машиностроение», 1968, 428 с.
6. **Куракин К. И.** Следящие системы малой мощности. М., «Машиностроение», 1965, 403 с.
7. **Куракин К. И.** Теория систем автоматического регулирования с амплитудной модуляцией. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга 2. Под ред. В. В Солодовникова М., «Машиностроение», 1967, с 459—514.
8. **Солодовников В. В.** Частотный метод в теории автоматического регулирования. В сб. Автоматическое управление и вычислительная техника. Вып. 8, М., «Машиностроение». 1968, с. 5—27.
9. **Титов В. К.** Анализ работы системы автоматического регулирования переменного тока методом эквивалентной передаточной функции постоянного тока. В сб. «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 5, М., Машгиз, 1962. с. 120—150.
10. **Турченков В. И.** Корректирующие звенья в следящих системах на полупроводниковых приборах Библиотека по автоматике. Вып 172. М., «Энергия», 1966.
11. **Шрамко Л. С.** Корректирующие элементы переменного тока. В кн. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В Солодовникова, т. II, ч. 2. М., Машгиз, 1959, с. 140—160.
12. **Шрамко Л. С., Евстифеев В. В.** К синтезу одного класса самонастраивающихся систем. В сб. Автоматическое управление и вычислительная техника. Вып. 8. М., «Машиностроение» 1968, с. 321—337.

ГЛАВА XIII

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Корректирующие элементы представляют собой вычислительные устройства, которые перерабатывают информацию о координатах и параметрах автоматических систем, поступающую в них (или заложенную заранее), и вырабатывают сигналы, действующие через исполнительный элемент на объект регулирования.

Функции корректирующих элементов могут выполняться различными по характеру и степени сложности устройствами. Это могут быть цифровые (ЦВМ) или аналоговые (АВМ) вычислительные машины, логические переключающие устройства, непрерывные линейные и нелинейные четырехполюсники (активные или пассивные), наконец различные их комбинации.

В САР и САУ, а также в разнообразных аналоговых вычислительных системах широкое применение нашли электромеханические корректирующие устройства и элементы.

Среди факторов, влияющих на выбор коррекции, следует отметить прежде всего следующие:

1. Вид математической модели основных элементов (неизменяемой части) автоматической системы, выбранных, исходя из требований конкретной задачи и предварительных расчетов (в частности — энергетического). Модели могут быть линейными или содержать существенные нелинейности. Параметры уравнений движения могут быть постоянными или переменными, меняющимися, в свою очередь, по заранее известному закону или случайным образом.

2. Вид входного (или возмущающего, для систем стабилизации) воздействия. Оно может носить детерминированный или случайный характер. Его эквивалентное математическое представление может иметь вид гармонический (синусоидальный или треугольный) или типа arctg и т. д.

3. Требования к динамике автоматической системы. Необходимость оптимизации каких-либо показателей качества или отсутствие таковой. Характер допустимых ошибок в смысле непревышений величины их модуля или среднеквадратичной оценки и т. п.

Следует отметить, что большинство практических задач поддается удовлетворительному решению применением в качестве

корректирующих элементов пассивных RC-четырехполюсников, работающих на постоянном токе. Используя возможности частотных методов синтеза, проектировщик получает требования на разработку корректирующего элемента в виде логарифмических амплитудной и фазовой частотных характеристик, причем в большинстве случаев они однозначно связаны. При синтезе автоматических систем (в частности, систем с переменными параметрами) могут потребоваться корректирующие элементы, у которых амплитудная и фазовая частотные характеристики не имеют однозначной зависимости. В этом случае могут быть использованы нелинейные логические устройства с раздельными трактами для формирования амплитудной и фазовой частотных характеристик. При решении ряда задач оптимизации (в частности, при необходимости обеспечить максимальное быстродействие системы) корректирующие элементы реализуются в виде логических преобразователей функций многих переменных.

1. ТАХОГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Тахогенераторы постоянного тока применяются в электрических вычислительных устройствах для выполнения различных вычислительных операций, в системах автоматического регулирования для ввода производной выходного сигнала или сигнала ошибки и для улучшения динамических свойств этих систем, а также в качестве датчика в различных измерительных схемах.

Тахогенератор представляет собой электромеханический дифференцирующий элемент, преобразующий механическое вращательное движение в электрический сигнал, т. е. служащий для ввода электрической величины. К тахогенераторам постоянного тока предъявляются следующие основные требования:

а) основная характеристика тахогенератора — зависимость выходного напряжения от скорости вращения $U = f(n)$ — должна быть линейной и симметричной, т. е. тахогенератор должен развивать одинаковое напряжение при вращении в обе стороны;

б) крутизна характеристики, т. е. отношение приращения напряжения тахогенератора к приращению скорости его вращения, должна быть достаточно большой;

в) характеристика тахогенератора должна быть стабильной и не меняться во времени в зависимости от температуры и других физических условий;

г) тахогенератор должен быть надежен в эксплуатации;

д) тахогенератор должен характеризоваться достаточным быстродействием (малой электромеханической постоянной времени);

е) коллекторные шумы во многих случаях должны быть сведены к минимуму;

ж) тахогенератор должен быть простым по конструкции, дешевым в изготовлении и компактным;

з) тахогенераторы должны работать продолжительное время и в любом положении.

Так как напряжение тахогенератора в системах автоматического регулирования подается на вход усилителя с большим входным сопротивлением, а в вычислительных устройствах он часто работает в компенсационной схеме, то обычно не требуется, чтобы этот прибор развивал значительную мощность.

При дифференцировании тахогенератор создает дополнительный момент на оси, с которой он связан, и это является его недостатком.

Основным недостатком тахогенераторов постоянного тока является необходимость применения коллектора, что в условиях эксплуатации приводит к ряду нежелательных явлений. Коллектор

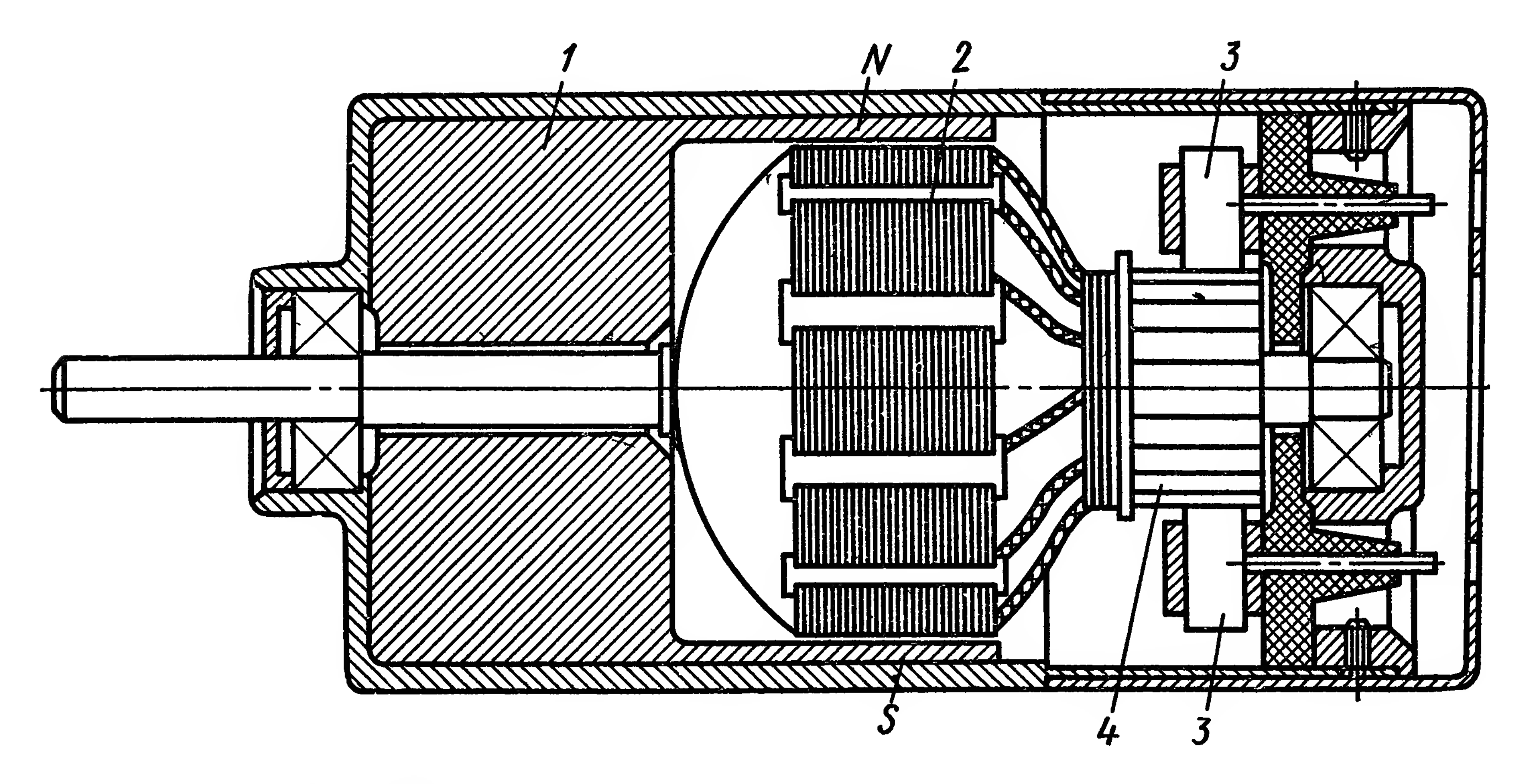


Рис. XIII.1. Тахогенератор с постоянными магнитами:

1 — магнит с полюсами; *2* — якорь; *3* — щетка; *4* — коллектор

и щетки обгорают вследствие искрения, особенно при пониженном атмосферном давлении и повышенной влажности. Искрение создает также помехи для работы различной аппаратуры, а переходное сопротивление между щетками и коллектором изменяется вследствие загрязнения или засаливания коллектора и т. д. Кроме того, тахогенераторы постоянного тока сложнее по конструкции и дороже тахогенераторов переменного тока.

Основным преимуществом тахогенераторов постоянного тока по сравнению с тахогенераторами переменного тока является отсутствие фазовых погрешностей и однотипность нагрузок.

Тахогенераторы постоянного тока по принципу действия и конструктивному оформлению представляют собой обычные электрические машины малой мощности, работающие в генераторном режиме. В зависимости от способа возбуждения тахогенераторы могут быть магнитоэлектрическими (рис. XIII.1) и электродинамическими (рис. XIII.2). В первом случае возбуждение осуществляется при помощи постоянных магнитов, во втором — при помощи обмотки возбуждения, имеющей независимый источник питания.

Кривые статических характеристик тахогенераторов с независимым возбуждением круче, чем у тахогенераторов, возбуждаемых постоянными магнитами, причем крутизна может регулироваться потоком возбуждения.

Преимущество тахогенераторов с постоянными магнитами — они не нуждаются в особом источнике питания для возбуждения. Кроме того возможно создание малогабаритных тахогенераторов с коэффициентом передачи порядка 0,1 Вс/рад.

Температурные погрешности значительно меньше влияют на стабильность характеристик тахогенераторов с постоянными магнитами, чем стабильность характеристик тахогенераторов с независимым возбуждением. Недостатком тахогенератора с постоянным

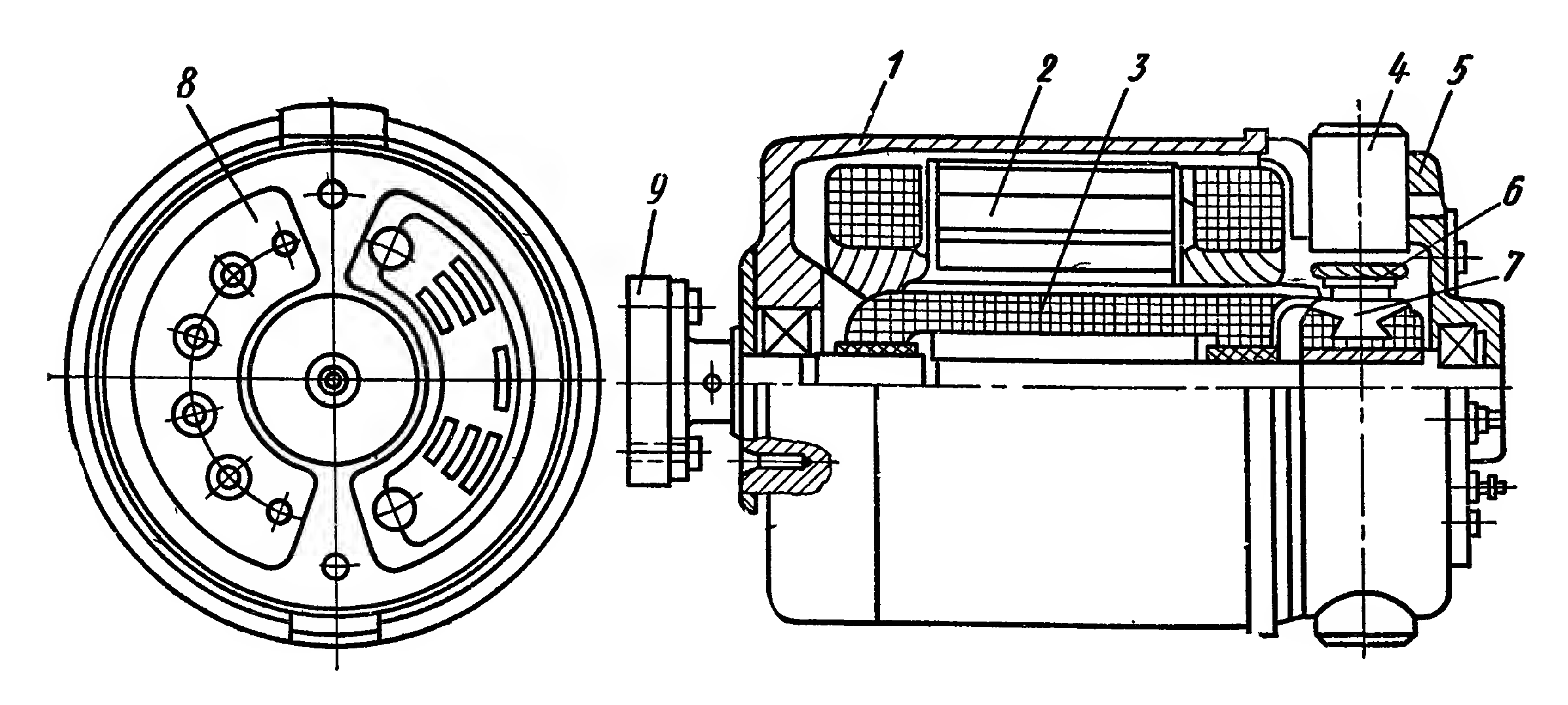


Рис. XIII.2. Тахогенератор постоянного тока с независимым возбуждением:

1 — корпус; *2* — полюсы; *3* — якорь; *4* — щеткодержатель; *5* — передняя крышка; *6* — щетка; *7* — коллектор; *8* — поводок; *9* — клеммная плата

магнитом является его чувствительность к тряске и ударам и уменьшение потока возбуждения с течением времени, что приводит к изменению коэффициента тахогенератора. У некоторых тахогенераторов предусматривается возможность восстановления прежнего значения магнитного потока при помощи специальных магнитных шунтов, встроенных в машину (тонких перемычек между полюсами).

Для того чтобы уменьшить изменение коэффициента передачи тахогенератора с изменением температуры, иногда вводят температурную компенсацию непосредственно в цепь включения устройства.

В тахогенераторах с независимым возбуждением на величину выходного напряжения влияют колебания напряжения, питающего обмотку возбуждения. Однако в некоторых случаях все элементы, взаимодействующие с тахогенератором, изменяют свои масштабные коэффициенты также пропорционально падению напряжения, и влияние колебаний напряжения следует признать явлением положительным.

Электродинамические тахогенераторы должны характеризоваться малой петлей гистерезиса, для того чтобы магнитный поток

возбуждения однозначно зависел от тока возбуждения. С этой целью в качестве магнитопроводящего материала для изготовления статора и ротора целесообразно применять пермаллой.

Выходная характеристика тахогенератора. Возможность применения тахогенератора в качестве электромеханического устройства, выполняющего дифференцирование, основана на использовании известной для машин постоянного тока зависимости э. д. с. от скорости вращения ротора:

$$E_0 = \frac{pnN}{60a}\Phi, \quad \text{(XIII.1)}$$

где p — число пар полюсов;

n — число оборотов якоря генератора в минуту;

N — число проводников, уложенных в пазы якоря;

a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря (обычно $a = 1$);

Φ — поток возбуждения.

Рис. XIII.3. Выходные статические характеристики тахогенератора

Если магнитный поток возбуждения остается постоянным, т. е. $\Phi = \text{const}$, то э. д. с. E_0 будет пропорциональна числу оборотов n якоря тахогенератора и формула (XIII.1) примет вид

$$E_0 = k_1 n, \quad \text{(XIII.2)}$$

где $k_1 = \frac{pN}{60a}\Phi$ — коэффициент пропорциональности, постоянный для данной машины.

Формула (XIII.2), в свою очередь, может быть преобразована (рис. XIII.3) к виду

$$E_0 = k_{тг}\Omega, \quad \text{(XIII.3)}$$

где $k_{тг} = \frac{k_1 \cdot 30}{\pi}$;

Ω — угловая скорость вращения.

В реальных условиях тахогенератор работает на некоторую нагрузку. Если предположить, что магнитный поток при этом сохранил прежнее значение, выходное напряжение U тахогенератора уменьшится на величину падения напряжения Ir_a и будет равно

$$U = E_0 - Ir_a, \quad \text{(XIII.4)}$$

где I — ток нагрузки;

r_a — сопротивление цепи якоря, включающее сопротивление самой якорной обмотки и сопротивление переходного контакта между коллектором и щетками.

Так как

$$I = \frac{U}{R_н},$$

где $R_н$ — сопротивление внешней нагрузки, то

$$U = E_0 - U\frac{r_a}{R_н};\qquad (XIII.5)$$

отсюда

$$U = \frac{E_0}{1+\frac{r_a}{R_н}} = \frac{k_1 n}{1+\frac{r_a}{R_н}}.\qquad (XIII.6)$$

При постоянстве r_a и $R_н$

$$U = k_2 n,$$

где

$$k_2 = \frac{k_1}{1+\frac{r_a}{R_н}} = k_1\frac{R_н}{R_н + r_a}.$$

Новый масштабный коэффициент k_2 увеличивается с уменьшением нагрузки. Таким образом, при наличии нагрузки выходное напряжение тахогенератора также пропорционально скорости вращения ротора.

Так как

$$n \equiv \frac{d\theta}{dt},$$

где θ — угол поворота ротора,
передаточная функция тахогенератора постоянного тока относительно угла поворота ротора имеет вид

$$W(s) = \frac{U(s)}{\theta(s)} = k_{тг}s,\qquad (XIII.7)$$

т. е. тахогенератор постоянного тока может быть представлен в виде идеального дифференцирующего звена с коэффициентом $k_т$, представляющим собой отношение приращения напряжения тахогенератора к приращению скорости вращения якоря, которое является основной характеристикой прибора. Величина коэффициента передачи $k_{тг}$ назначается в зависимости от условий обеспечения устойчивой работы и качества системы регулирования.

Значение k_1 (или $k_{тг}$) обычно удобнее определять экспериментально по кривым $U = f(n)$ [или $U = f(\Omega)$] при различных сопротивлениях нагрузки $R_н$. В этом случае

$$k_1 = \frac{\Delta U}{\Delta n}$$

или

$$k_{тг} = \frac{\Delta U}{\Delta \Omega},$$

где $\Delta\Omega$ — изменение угловой скорости Ω.

Если напряжение измеряется в вольтах, а скорость вращения n — в об/мин, то коэффициент тахогенератора будет иметь размерность в мин/об. Если же угловая скорость имеет размерность рад/с, то

коэффициент тахогенератора $k_{тг}$ будет иметь размерность в с/рад. Момент для вращения тахогенератора может быть определен по формуле

$$M = M_т + \frac{k_{тг}^2}{r_a + R_н},$$

где $M_т$ — момент, определяемый силами трения.

Погрешности тахогенератора постоянного тока. На практике при работе тахогенератора на некоторую нагрузку постоянство магнитного потока возбуждения не соблюдается, так как ток нагрузки обусловливает появление потока реакции якоря. Этот поток частично размагничивает машину и тем изменяет поток возбуждения. Величина потока зависит от скорости и поэтому, взаимодействуя с основным магнитным потоком возбуждения, он создает результирующее магнитное поле, зависящее от скорости. Следовательно, нарушается линейная зависимость между напряжением, снимаемым с тахогенератора, и скоростью вращения (см. кривые $R_{н1}$ и $R_{н2}$ на рис. XIII.3, причем $R_{н1} > R_{н2}$). Реакция якоря уменьшается с уменьшением нагрузки в цепи якоря и увеличением воздушного зазора между статором и якорем, т. е. с увеличением числа ампер-витков обмотки возбуждения по сравнению с числом ампервитков якоря.

Таким образом э. д. с. E_0 является функцией не только скорости вращения, но и нагрузки, влияющей на величину потока возбуждения Ф. Следовательно, в уравнение (XIII.6) вместо э. д. с. холостого хода E_0 необходимо подставить э. д. с. при нагрузке:

$$E = k_1' n\Phi, \tag{XIII.8}$$

тогда

$$U = \frac{E}{1 + \frac{r_a}{R_н}} = \frac{k_1'}{1 + \frac{r_a}{R_н}} n\Phi. \tag{XIII.9}$$

При $r_a = \text{const}$ и $R_н = \text{const}$

$$U = k_2'' n\Phi. \tag{XIII.10}$$

Результирующий поток при нагрузке определяется по формуле

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_r, \tag{XIII.11}$$

где Φ_0 — поток при холостом ходе;

Φ_r — поток, характеризующий размагничивающее действие реакции якоря.

В первом приближении этот поток пропорционален току якоря

$$I = \frac{U}{R_н}.$$

Подставляя выражение (XIII.11) в формулу (XIII.10), получим

$$U = k_2'' n\Phi_0 - k_2'' n\Phi_r = k_2 n - k_3 n \frac{U}{R_н},$$

откуда

$$U=\frac{k_2 n}{1+k_3\frac{n}{R_н}}. \qquad (XIII.12)$$

В идеальном случае, при отсутствии реакции якоря ($R_н=\infty$, $\Phi_r=0$), выходное напряжение тахогенератора равно $U_u=k_2 n$. Относительная погрешность при этом определяется по формуле

$$\Delta U=\frac{U_u-U}{U_u}=\frac{k_2 n-\frac{k_2 n}{1+k_3\frac{n}{R_н}}}{k_2 n}=\frac{1}{1+\frac{R_н}{k_3 n}}. \qquad (XIII.13)$$

Уравнение (XIII.13) показывает, что относительная погрешность увеличивается с уменьшением сопротивления нагрузки и с увеличением скорости вращения ротора тахогенератора. Нагрузка в одинаковой мере влияет на характеристики как магнитоэлектрического, так и электродинамического тахогенератора.

Второй причиной, влияющей на линейность характеристики тахогенератора и вызывающей дополнительную погрешность выходного напряжения, является наличие переходного напряжения $U_щ$ на щетках и коллекторе. На переходном сопротивлении между щетками и коллектором это напряжение падает, искажая тем самым характеристику тахогенератора.

Особенно заметно это искажение при малых скоростях, когда э. д. с., вырабатываемая тахогенератором, соизмерима с переходным напряжением на щетках. Учитывая напряжение $U_щ$, уравнение (XIII.4) можно записать следующим образом:

$$U=E_0-U_щ-Ir_я, \qquad (XIII.14)$$

где $r_я$ — сопротивление обмотки якоря.

Подставляя в формулу (XIII.14) выражения (XIII.2) и $I=\frac{U}{R_н}$, получим

$$U=k_1 n-U_щ-U\frac{r_я}{R_н}, \qquad (XIII.15)$$

откуда

$$U=\frac{k_1 n}{1+\frac{r_я}{R_н}}-\frac{U_щ}{1+\frac{r_я}{R_н}}=k_2 n-\frac{U_щ}{1+\frac{r_я}{R_н}}. \qquad (XIII.16)$$

Уравнение (XIII.16) показывает, что падение напряжения на переходном сопротивлении между щетками и коллектором создает отрицательное смещение выходной характеристики тахогенератора на постоянную величину

$$\Delta U_щ=\frac{U_щ}{1+\frac{r_я}{R_н}}. \qquad (XIII.17)$$

Вследствие этого характеристика тахогенератора вблизи начала координат представляет собой ломаную линию (характеристика *2* на рис. XIII.4) в отличие от идеальной характеристики *1* тахогенератора. Возникает так называемая «зона нечувствительности» (участок $2\Delta n$), в которой напряжение на выходе тахогенератора практически отсутствует. В некоторых случаях наличие зоны нечувствительности может привести к нарушению устойчивости работы системы автоматического регулирования.

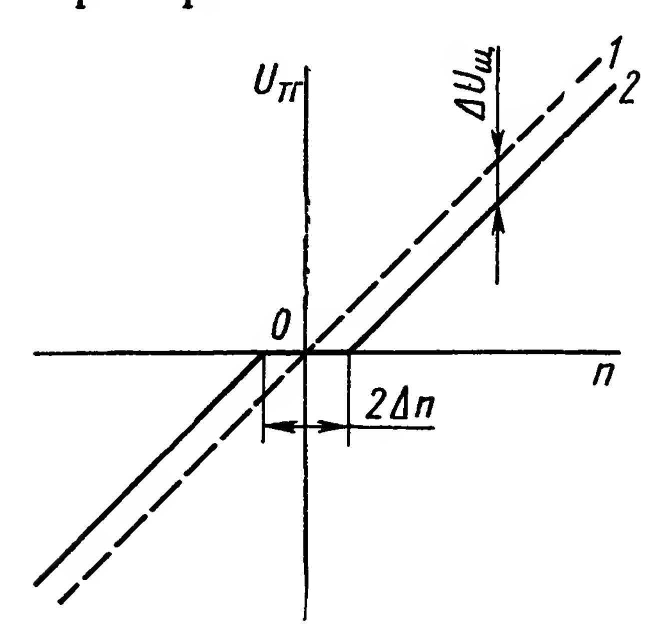


Рис. XIII.4. К влиянию сопротивления переходного контакта между коллектором и щетками

Уравнение (XIII.17) показывает, что значение $\Delta U_{щ}$, а следовательно, и зона нечувствительности увеличиваются с увеличением сопротивления нагрузки, т. е. с уменьшением погрешности, вызываемой реакцией якоря. Для того чтобы учесть при этом влияние реакции якоря, в уравнение (XIII.14) вместо выражения (XIII.2) следует подставить выражение (XIII.8). Тогда

$$U = k_1' n\Phi - U_{щ} - U\frac{r_я}{R_н}. \qquad \text{(XIII.18)}$$

Подставляя в последнее выражение уравнение (XIII.11), получим

$$U = k_1' n\Phi_0 - k_1' n\Phi_r - U_{щ} - U\frac{r_я}{R_н} = E_0 - k_3 n\frac{U}{R_н} - U_{щ} - U\frac{r_я}{R_н} = k_1 n - U\left(k_3\frac{n}{R_н} + \frac{r_я}{R_н}\right) - U_{щ},$$

откуда

$$U = \frac{k_1 n - U_{щ}}{1 + \frac{k_3 n + r_я}{R_н}}. \qquad \text{(XIII.19)}$$

Относительная погрешность U составляет

$$\Delta U = \frac{U_и - U}{U_и} = \frac{k_2 n - \frac{k_1 n - U_{щ}}{1 + \frac{k_3 n + r_я}{R_н}}}{k_2 n}. \qquad \text{(XIII.20)}$$

Для уменьшения зоны нечувствительности тахогенератора рекомендуется применять щетки с малым переходным сопротивлением. Так, например, при использовании металлических щеток с серебряными напайками в местах прикосновения к коллектору со смещением выходной характеристики тахогенератора можно практически не считаться. Между пластинами коллектора и вращающимися щетками создается неустойчивый контакт. При увеличении скорости вращения ротора щетки вибрируют и контакт с коллектором нарушается. Вследствие этого резко меняется напряжение якоря, появляется пульсация напряжения и нарушается линей-

ная зависимость напряжения от скорости (происходит «загиб» характеристики). Для уменьшения пульсации применяются специальные тахогенераторы с большим числом коллекторных пластин, а для устранения вибрации — коллекторы торцового типа. От качества коллектора в значительной степени зависит точность работы тахогенератора постоянного тока. Поэтому особое внимание уделяют статической и динамической балансировке коллектора и чистоте его поверхности. В некоторых случаях пластины коллектора изготовляют из нержавеющей стали, а щетки — из фосфористой бронзы, с помощью которых обеспечивается надежный контакт.

Для уменьшения пульсации иногда применяют также специальные сглаживающие фильтры на выходе. Однако в результате применения фильтров возникают систематические ошибки отставания выходного напряжения по фазе. Изменение магнитного сопротивления при вращении якоря также приводит к пульсации выходного напряжения, которую уменьшают, скашивая пазы якоря и предусматривая нечетное число пазов на пару полюсов.

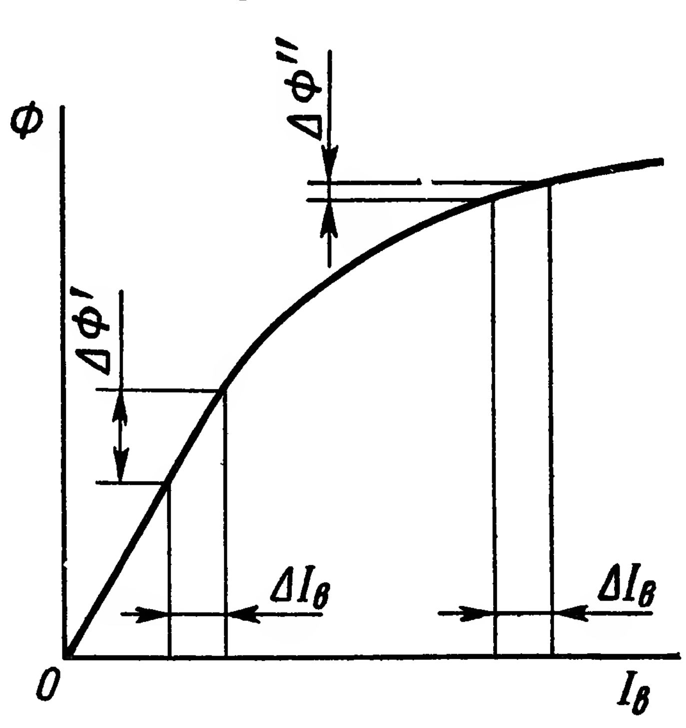


Рис. XIII.5. Характеристика намагничивания

У электродинамических тахогенераторов выходная характеристика в значительной степени зависит от температурных условий. При нагревании обмотки возбуждения ее сопротивление увеличивается, ток возбуждения вследствие этого уменьшается и рабочая точка на кривой намагничивания, характеризующая поток возбуждения, перемещается в сторону линейного участка. Изменение сопротивления в результате нагрева может достигать значительной величины, например, при повышении температуры на 20° С сопротивление обмотки увеличивается на 10%. Поэтому погрешность тахогенератора, обусловленная изменением сопротивления, может быть значительно выше, чем погрешность, вызываемая колебаниями напряжения, питающего обмотку возбуждения.

Для того чтобы повысить устойчивость работы тахогенератора, иногда выгодно повысить степень насыщения его магнитного поля. В этом случае даже значительное изменение тока возбуждения мало сказывается на изменении потока возбуждения (рис. XIII.5). Если магнитная цепь тахогенератора не насыщена, т. е. рабочая точка располагается на участке крутого подъема кривой намагничивания, то температурным изменениям, вызвавшим небольшое изменение тока $\Delta I_в$, соответствует большое изменение потока $\Delta\Phi'$. Напротив, если магнитная цепь насыщена, т. е. рабочая точка располагается в области верхнего загиба кривой намагничивания, такое же изменение температуры вызывает незначительное изменение потока возбуждения $\Delta\Phi''$.

Тахогенераторы с насыщенной магнитной цепью следует применять в счетно-решающих устройствах, все источники питания которых стабилизированы. Для некоторых схем применения тахогенератора особенно важно соблюдение определенных пропорций между выходной э. д. с. и величиной тока возбуждения. В этом случае магнитопровод тахогенератора выполняется ненасыщенным, а для устранения температурного влияния применяют теплочувствительные шунты (рис. XIII.6), изготовленные из сплава, изменяющего магнитную проводимость при нагреве. Когда обмотка возбуждения нагревается, ее сопротивление увеличивается, а ток возбуждения и, следовательно, поток возбуждения Ф уменьшаются. При нагревании магнитная проводимость шунтов также уменьшается, что, в свою очередь, уменьшает поток рассеяния Φ_s, ответвляющийся через шунты. Часть потока Φ_s через якорь присоединяется к главному потоку машины. В результате этого выходная э. д. с. также увеличивается.

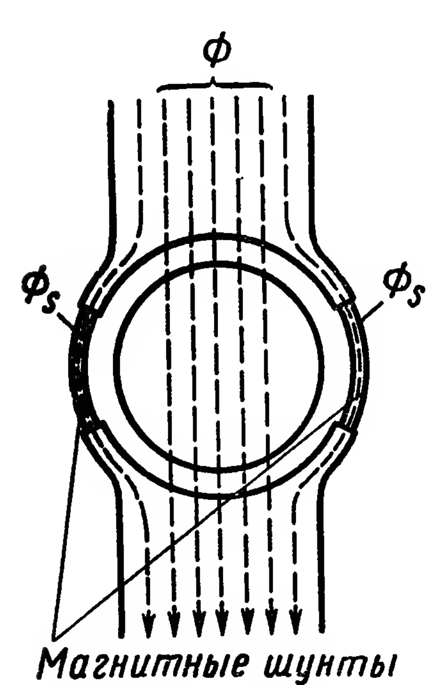


Рис. XIII.6. К принципу работы теплочувствительных магнитных шунтов

Уменьшить влияние изменения температуры на сопротивление цепи возбуждения можно и другим способом. Последовательно с медной обмоткой возбуждения дополнительно включают константановое или манганиновое сопротивление, значительно превышающее сопротивление обмотки возбуждения. В этом случае весь ток в цепи возбуждения определяется в основном дополнительным сопротивлением, температурный коэффициент которого незначителен.

Точность тахогенератора во многом зависит от свойств применяемых при его изготовлении материалов и технологии производства. В случае применения материалов низкого качества или недостаточно совершенной технологии все рассмотренные выше мероприятия по снижению погрешностей окажутся бесполезными.

Если тахогенератор служит для демпфирования или форсирования процесса в системах автоматического регулирования, то требования к точности могут быть значительно снижены: отклонение выходной характеристики от линейности может быть допущено до 2—4%. Если же тахогенераторы применяются в качестве дифференцирующих элементов в прецизионных системах или счетно-решающих устройствах, то точность должна быть во много раз больше. Часто отклонения от линейности допускаются в пределах десятых и даже сотых долей процента от наибольшей величины.

Линейность характеристик тахогенератора проверяется при номинальных данных путем изменения числа оборотов ротора от нуля до максимальной скорости вращения. В этом случае напряжение, снимаемое с якоря, должно изменяться пропорционально скорости вращения с точностью до $\pm 1\%$ от номинального напряжения, по-

лучаемого при номинальной скорости. Точность тахогенератора проверяется при вращении якоря в обе стороны.

Технические характеристики некоторых тахогенераторов постоянного тока приведены в табл. XIII.1.

Таблица XIII.1

Технические характеристики тахогенераторов постоянного тока

Тип тахогенератора	Напряжение возбуждения, В	Ток возбуждения, А	Удельная э.д.с. якоря, В·об/мин	Максимальная скорость вращения, об/мин	Максимальная нагрузка, А	Статический момент трения, г·дм	Активное сопротивление обмотки якоря, Ом	Момент инерции якоря г·см·с²	Масса, кг
СЛ-161	110	0,050	0,020	2000	0,10	10	170	0,053	0,55
СЛ-261	110	0,080	0,025	2000	0,10	12	51	0,200	1,40
ТД-101	110	0,065	0,021	1000	0,15	12	330	0,063	0,70
ТД-102	110	0,065	0,050	1500	0,10	12	330	0,063	0,70
ТД-103	110	0,060	0,100	1500	0,08	12	710	0,200	0,70
ТД-201	110	0,100	0,130	1000	0,10	12	780	0,240	—
ТГ-1	110	0,300	0,100	1100	0,01	12	430	0,700	1,86
ТГ-2	110	0,300	0,020	2400	0,02	10	115	0,140	0,80

Примечания: 1. Срок службы тахогенераторов серии ТГ — 1000 ч: остальных серий — 2000 ч. 2. Тахогенераторы серии ТД нормально работают при температуре окружающего воздуха от —40 до +40° С и относительной его влажности до 98%, серии ТГ — при температуре от —40 до +70° С и той же относительной влажности.

2. НЕКОТОРЫЕ СХЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ ТАХОГЕНЕРАТОРОВ

Схема с двумя тахогенераторами для получения сигнала, пропорционального производной рассогласования. Для улучшения динамических свойств следящих систем часто требуется, чтобы сигнал был пропорционален производной от ошибки слежения. Подобный сигнал не увеличивает ошибки слежения в установившемся

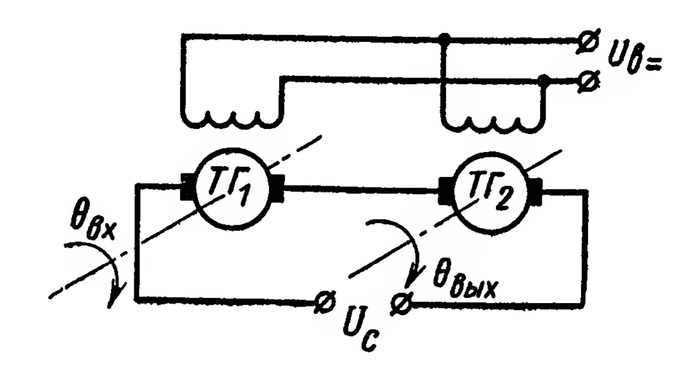


Рис. XIII.7. Схема с двумя тахогенераторами для получения сигнала, пропорционального производной рассогласования

состоянии. Данный способ стабилизации системы может быть осуществлен следующим образом. Два тахогенератора, механически связанных с командной и исполнительной осями, включаются навстречу один другому (рис. XIII.7). Тахогенератор $ТГ_1$ получает вращательное движение с входа системы $\theta_{вх}$, а тахогенератор $ТГ_2$ — от выходного вала $\theta_{вых}$.

Якоря тахогенераторов включаются навстречу один другому таким образом, что их э. д. с. при равенстве скоростей на входе и выходе системы и при одинаковых параметрах тахогенераторов компенсируется и не влияет на величину ошибки слежения. В этом случае выходное напряжение схемы

$$U_C = U_{тг1} - U_{тг2},$$

где $U_{тг1} = k_{тг1}\Omega = k_{тг1}\frac{d\theta_{вх}}{dt}$ — напряжение, снимаемое с выхода первого тахогенератора;

$U_{тг2} = k_{тг2}\Omega = k_{тг2}\frac{d\theta_{вых}}{dt}$ — напряжение, снимаемое с выхода второго тахогенератора.

Если крутизна тахогенераторов одинакова, $k_{тг1} = k_{тг2} = k_{тг}$, то

$$U_C = k_{тг}\frac{d\theta_{вх}}{dt} - k_{тг} \times \frac{d\theta_{вых}}{dt} = k_{тг}\frac{d}{dt}(\theta_{вх} - \theta_{вых}),$$

или

$$U_C = k_{тг}\frac{d\theta}{dt}, \qquad (XIII.21)$$

где $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ — ошибка в слежении.

Таким образом, мгновенное значение выходного напряжения схемы пропорционально первой производной рассогласования. Особенно высокие требования в таких схемах предъявляются к идентичности характеристик тахогенераторов. Для регулировки характеристик служат сопротивления, включенные в цепь возбуждения машины. Если же выходное напряжение тахогенераторов подается на потенциометры, а сигнал ошибки снимается с них, то регулировка осуществляется с помощью потенциометров. Следует отметить, что даже при одинаковых характеристиках и синхронном вращении входной и выходной осей выходное напряжение U_C отличается от нуля. Причина этого — высшие гармоники в кривой э. д. с. тахогенераторов, обусловленные коллекторными пульсациями и пульсациями магнитных потоков машин, возникающих вследствие наличия пазов на поверхности якорей. Для того чтобы высшие гармоники не проходили на вход усилителя, ставится специальный фильтр.

Электромеханическое дифференцирование и интегрирование при помощи тахогенераторов. В некоторых схемах электромеханического дифференцирования и интегрирования в качестве дифференцирующего элемента должен быть применен тахогенератор постоянного тока. Чаще всего в этих схемах применяются асинхронные тахогенераторы, так как они характеризуются большей точностью, а точность работы электромеханической схемы дифференцирования и интегрирования определяется точностью самого тахометрического элемента. При дифференцировании для повышения точности применяется компенсационная схема (рис. XIII.8), которая состоит из тахогенераторов $ТГ_1$ и $ТГ_2$, исполнительного электродвигателя *ЭДв*, усилителя *У*, компенсирующего потенциометра *КП* и редуктора *Р*.

По такой схеме тахогенератор работает фактически без нагрузки, так как компенсационная схема тока не потребляет. С тахогенератора снимается напряжение

$$U_{\text{тг}} = k_{\text{тг}} \frac{d\beta}{dt}. \qquad (\text{XIII.22})$$

Навстречу этому напряжению поступает напряжение с компенсирующего потенциометра

$$U_{\text{к}} = k_{\text{п}} l,$$

где l — перемещение движка потенциометра.

Разность этих напряжений $\Delta U = U_{\text{тг}} - U_{\text{к}}$ поступает на вход усилителя *У* и отрабатывается исполнительным электродвигателем *ЭДв* в виде угла поворота θ. Перемещение движка компенсирующего потенциометра связано с углом поворота вала электродвигателя зависимостью $l = N\theta$, где N — передаточное отношение редуктора. В момент полной компенсации, что возможно при $\frac{d\beta}{dt} = \text{const}$,

$$U_{\text{тг}} - U_{\text{к}} = 0,$$

т. е.

$$k_{\text{тг}} \frac{d\beta}{dt} - k_{\text{п}} N\theta = 0;$$

отсюда

$$\theta = \frac{k_{\text{тг}}}{k'_{\text{п}}} \cdot \frac{d\beta}{dt}, \qquad (\text{XIII.22})$$

где $k'_{\text{п}} = k_{\text{п}} N$.

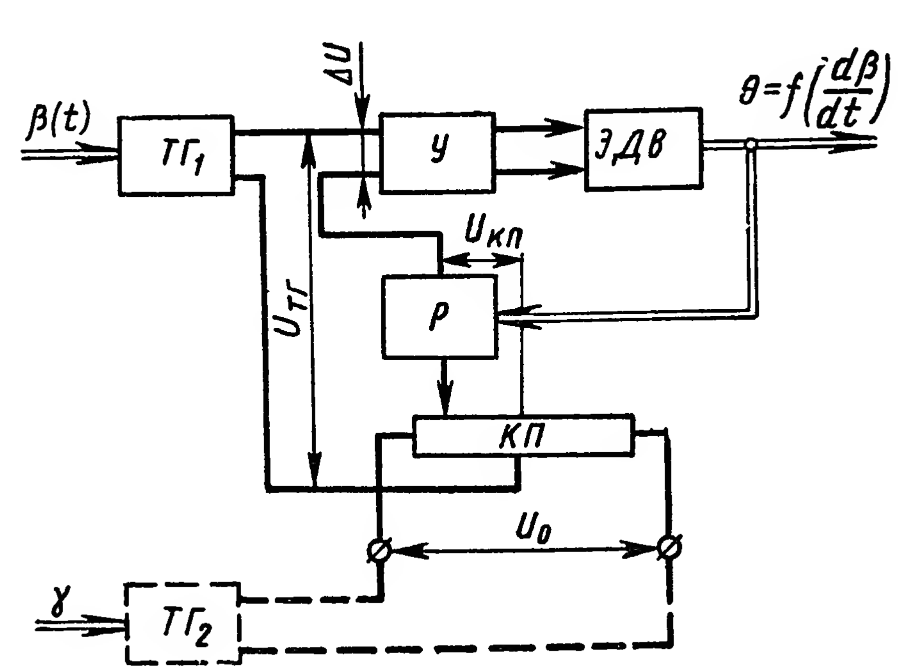


Рис. XIII.8. Компенсационная схема для дифференцирования механически заданной величины

Таким образом, скорость изменения величины β воспроизводится в виде механической величины — угла поворота вала исполнительного электродвигателя. Передаточная функция системы в идеальном случае имеет вид

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{\text{тг}}}{k'_{\text{п}}} s. \qquad (\text{XIII.23})$$

При непрерывном изменении $\frac{d\beta}{dt}$ следящая система воспроизводит эту скорость в виде непрерывно меняющегося угла поворота θ. При этом возникает ошибка, обусловленная динамическими характеристиками следящей системы. Передаточная функция реальной системы определяется по формуле

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{\text{тг}} k_{\text{у}} k_{\text{дв}} s}{s(Ts+1) + k_{\text{у}} k_{\text{дв}} k'_{\text{п}}}, \qquad (\text{XIII.24})$$

где $k_{\text{у}}$ — коэффициент усиления усилителя;

$k_{\text{дв}}$ — коэффициент передачи электродвигателя по скорости в рад/сВ.

Выражение (XIII.24) может быть представлено в виде

$$\Phi(s)=\frac{\theta(s)}{\beta(s)}=\frac{k_{\text{тг}}}{k'_{\text{п}}}\cdot\frac{s}{\frac{T}{k}s^2+\frac{1}{k}s+1}, \qquad (XIII.25)$$

где $k = k_{\text{у}}k_{\text{дв}}k'_{\text{п}}$.

Уравнение (XIII.25) показывает, что компенсирующая схема формирует производную от входного сигнала β лишь приближенно, с отставанием, определяемым знаменателем передаточной функции. При дифференцировании выходная величина сдвигается по фазе по отношению к входной в сторону опережения на $\frac{\pi}{2}$. Колебательное звено также вносит отставание по фазе и тем самым значительно ослабляет эффект дифференцирования. Для уменьшения отставания по фазе необходимо повышать коэффициент передачи системы по прямой цепи, т. е. увеличивать значение $k_{\text{у}}k_{\text{дв}}$. В предельном случае, когда $k_{\text{у}}k_{\text{дв}}\to\infty$ передаточная функция $\Phi(s)=\frac{\theta(s)}{\beta(s)}=\frac{k_{\text{тг}}}{k'_{\text{п}}}s$ соответствует дифференцирующему звену.

Компенсационная схема со следящей системой для отработки дифференцируемой величины обеспечивает высокую точность (до 0,1%), однако она усложняет схему дифференцирования. Данная схема может быть использована для дифференцирования заданной величины β не только во времени t, но и по любому другому аргументу (например, γ). Для этого в схему для питания компенсационного потенциометра включается второй тахогенератор $ТГ_2$, величина поворота вала которого пропорциональна γ.

На вход усилителя в этом случае подается сигнал $\Delta U = U_{\text{тг1}} - U_{\text{к}}$, где

$$U_{\text{тг1}}=k_{\text{тг1}}\frac{d\beta}{dt};\quad U_{\text{к}}=k_{\text{тг2}}\frac{d\gamma}{dt};$$

$k_{\text{тг1}}$ и $k_{\text{тг2}}$ — коэффициенты, относящиеся к первому и второму тахогенераторам.

В момент компенсации $\Delta U = 0$ и $U_{\text{тг1}} = U_{\text{к}}$; отсюда

$$\theta=\frac{k_{\text{тг1}}}{k_{\text{тг2}}k'_{\text{п}}}\cdot\frac{d\beta}{dt}, \qquad (XIII.26)$$

т. е. выходная величина θ пропорциональна производной от входной величины β по заданному аргументу γ. На рис. XIII.9 показана система электромеханического интегрирования, называемая также интегрирующей, или скоростной следящей системой. Она состоит из линейного или функционального потенциометра *П*, усилителя *У*, исполнительного электродвигателя *ЭДв* и тахогенератора *ТГ*, механически связанного с валом электродвигателя и осуществляющего обратную связь по производной.

Подлежащая интегрированию входная величина $\beta(t)$ поступает в виде перемещения движка потенциометра, с которого снимается напряжение $U_{\text{п}}$, пропорциональное $\beta(t)$. Это напряжение сравни-

вается с напряжением тахогенератора $U_{тг}$. Разность $\Delta U = U_п - U_{тг}$ подается на вход усилителя и после усиления поступает на вход исполнительного элемента *ЭДв*. Скорость вала электродвигателя автоматически регулируется таким образом, чтобы скомпенсировать входное напряжение:

$$\Delta U = U_п - U_{тг} \approx 0.$$

Когда система работает, полной компенсации не происходит, но если сделать коэффициент усилителя $k_у$ достаточно большим, то практически можно считать, что $\Delta U \approx 0$ и, следовательно, $U_п = U_{тг}$. Но так как напряжение тахогенератора $U_п$ пропорционально

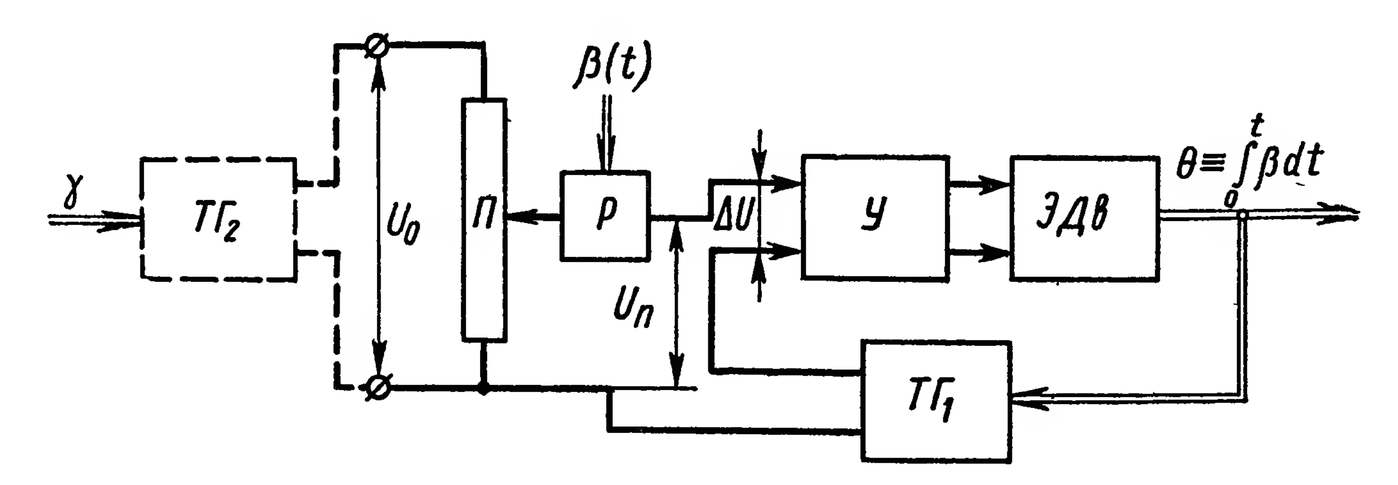


Рис. XIII.9. Схема интегрирующей следящей системы

скорости вращения выходного вала, а величина $U_п$ — интегрируемой величине $U_п = k_п\beta(t)$, то

$$k_п\beta(t) = k_{тг}\frac{d\theta}{dt},$$

или

$$\theta = \frac{k_п}{k_{тг}}\int_0^t \beta\, dt, \qquad (XIII.27)$$

где θ — угол поворота вала электродвигателя;

$k_п$ — коэффициент пропорциональности между перемещением движка потенциометра и значением $U_п$.

Передаточная функция системы в идеальном случае имеет вид

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_п}{k_{тг}s}. \qquad (XIII.28)$$

В рассматриваемом случае на вход подается величина $\beta(t)$, заданная механически. Интеграл по времени также воспроизводится в виде механической величины, пропорциональной углу поворота вала электродвигателя. Если входная величина задана в виде электрического напряжения $U_{вх}(t)$, то для получения ее интеграла по времени, значение $U_{вх}(t)$ можно подать на потенциометр (при закрепленном движке) или на первый каскад усилителя, где входное напряжение сравнивается с выходным напряжением тахогенератора. Для получения выходной величины в виде электрического напряжения вал электродвигателя через редуктор

соединяют с отрабатывающим потенциометром, с которого снимается напряжение $U_{вых}(t)$, пропорциональное интегралу от входной величины:

$$U_{вых}(t) = k''_{п}\theta = \frac{k_{п}\,k''_{п}}{k_{тг}} \int_{0}^{t} \beta\, dt = \frac{k''_{п}}{k_{тг}} \int U_{вх}(t)\, dt, \qquad (XIII.29)$$

где $k''_{п}$ — коэффициент пропорциональности между напряжением и перемещением движка отрабатывающего потенциометра.

Передаточная функция замкнутой интегрирующей системы относительно угла поворота вала электродвигателя определяется соотношением

$$\Phi(s) - \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{дв}k_{у}k_{п}}{s(1+k_{дв}k_{у}k_{тг})\left(\frac{Ts}{1+k_{дв}k_{у}k_{тг}}+1\right)}, \qquad (XIII.30)$$

где $k_{дв}$ — коэффициент передачи двигателя по скорости в рад/сВ;
$k_{у}$ — коэффициент усиления усилителя;
T — электромеханическая постоянная времени электродвигателя в с.

Если в качестве входной величины рассматривать $U_{п} = k_{п}\beta$, то передаточная функция замкнутой системы относительно скорости электродвигателя будет

$$\Phi(s) = \frac{U_{тг}(s)}{U_{п}(s)} = \frac{k_{дв}k_{у}k_{тг}}{(1+k_{дв}k_{у}k_{тг})\left(\frac{Ts}{1+k_{дв}k_{у}k_{тг}}+1\right)}, \qquad (XIII.31)$$

или

$$\Phi(s) = \frac{U_{тг}(s)}{U_{п}(s)} = \frac{K}{(1+K)\left(\frac{Ts}{1+K}+1\right)}, \qquad (XIII.32)$$

где $K = k_{дв}k_{у}k_{тг}$.

Переходный процесс в системе определяется выражением

$$U_{тг}(t) = \frac{U_{п}K}{1+K}\left(1 - e^{-t/\frac{T}{1+K}}\right), \qquad (XIII.33)$$

а ошибка в установившемся состоянии (при $t \to \infty$) уменьшается с увеличением коэффициента передачи по прямой цепи:

$$\delta = \frac{U_{п}-U_{тг}}{U_{п}} = \frac{1}{1+K} = \frac{1}{1+k_{дв}k_{у}k_{тг}}.$$

Ошибка в интегрировании может быть найдена, если передаточную функцию системы представить в виде

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{дв}k_{у}k_{п}}{1+k_{дв}k_{у}k_{тг}} \cdot \frac{1}{s} - \frac{k_{дв}k_{у}k_{п}T}{(1+k_{дв}k_{у}k_{тг})^2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{Ts}{1+k_{дв}k_{у}k_{тг}}+1\right)}. \qquad (XIII.34)$$

Первый член в правой части характеризует величину, пропорциональную интегралу от входного сигнала, а второй — ошибку в интегрировании. Из уравнения (XIII.34) следует, что ошибка уменьшается с увеличением коэффициента усиления системы по прямой цепи. В предельном случае, когда $k_{дв}k_{у} \to \infty$, передаточная функция системы $\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{п}}{k_{тг}s}$ соответствует идеальному интегрирующему звену.

С помощью задающего функционального потенциометра на выходе системы получим интеграл от заданной функции $f(\beta)$, т.е.

$$\theta = \frac{k_{п}}{k_{тг}} \int_0^t f(\beta)\, dt. \quad \text{(XIII.35)}$$

Интегрирующая следящая система дает возможность выполнять интегрирование по аргументу, отличному от времени (например, по аргументу γ). Для этого применяется второй тахогенератор, вырабатывающий напряжение $U_{\gamma} = k_{тг2}\frac{d\gamma}{dt}$ для питания задающего потенциометра, на перемещение движка которого вводится интегрируемая величина.

Выходное напряжение потенциометра определяется по формуле

$$U_{п} = k_{п}\beta U_{\gamma} = k_{п}k_{тг2}\beta\frac{d\gamma}{dt}. \quad \text{(XIII.36)}$$

В процессе работы системы это напряжение почти полностью компенсируется напряжением отрабатывающего тахогенератора, т. е.

$$U_{п} \approx U_{тг1}$$

или

$$k_{п}k_{тг2}\beta\frac{d\gamma}{dt} = k_{тг1}\frac{d\theta}{dt},$$

откуда

$$\theta = \frac{k_{п}k_{тг2}}{k_{тг1}} \int_{\gamma_0}^{\gamma_1} \beta\, d\gamma. \quad \text{(XIII.37)}$$

Выходная величина, таким образом, пропорциональна интегралу от входной величины по аргументу γ.

Предположим, что вал электродвигателя следящей системы через редуктор соединен с движком потенциометра, а напряжение потенциометра подается на вход второй интегрирующей следящей системы. В этом случае исполнительный электродвигатель второй следящей системы в установившемся состоянии отрабатывает двойной интеграл по времени от подлежащей интегрированию входной величины β или ее функции

$$\theta_2 = \frac{k_{п1}k_{п2}}{k_{тг1}k_{тг2}} \int_0^t \int_0^t \beta\, dt^2. \quad \text{(XIII.38)}$$

Если на дающий и отрабатывающий потенциометр подавать напряжение с двух тахогенераторов, валы которых вращаются пропорционально аргументу γ, то можно получить двукратный интеграл величины β по аргументу γ.

Интегрирующая следящая система обеспечивает достаточную точность интегрирования при большом коэффициенте передачи системы по прямой цепи. Пределы изменения скоростей и ускорения входных сигналов в этом случае не должны превышать скоростей и ускорений, которые способна отработать система. Схемы электромеханического дифференцирования и интегрирования обладают рядом преимуществ по сравнению с чисто электрическими схемами. Они дают возможность дифференцировать и интегрировать функции, непрерывно меняющиеся в течение любого интервала времени по любому независимому переменному (а не только по времени). Кроме того, применение компенсационных схем обусловливает сравнительно высокую точность (до 0,1%) определения выходной величины.

Следует, однако, отметить, что схемы электромеханического дифференцирования и интегрирования достаточно сложны, громоздки и включают большое количество вспомогательных элементов. Скорость и ускорение входного сигнала зависят от динамических характеристик следящей системы. Поэтому расчет электромеханических схем дифференцирования и интегрирования основан на выборе типа следящей системы и определения ее качества.

Магнитоэлектрические тахогенераторы часто применяют в индикаторных схемах, где используется основное преимущество этих устройств — способность работать без постороннего источника питания. Якорь тахогенератора иногда соединяют с испытуемым валом через редуктор. Функции измерителя выполняет магнитоэлектрический вольтметр, подключенный к щеткам генератора и градуированный непосредственно в оборотах в минуту. Применение в качестве индикатора магнитоэлектрического вольтметра объясняется простотой его конструкции и высокой точностью работы.

3. АСИНХРОННЫЕ ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

Асинхронные тахогенераторы (АТГ) находят применение в электромеханических вычислительных устройствах переменного тока, в которых величины отображаются либо в виде пропорциональных им углов поворота некоторых валиков, либо в виде пропорциональных амплитудных значений переменного напряжения некоторой заданной (несущей) частоты. Асинхронный тахогенератор вырабатывает переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной как питающему напряжению, так и производной от угла поворота ротора, т. е. скорости вращения ротора. Таким образом АТГ выполняет в схемах переменного тока роль дифференцирующего устройства.

Входная величина подается на ротор тахогенератора в виде пропорционального ей угла поворота ротора. Результат дифференцирования вырабатывается в виде переменного напряжения, про-

порционального по амплитуде производной от входной величины. Принципиально асинхронный тахогенератор может быть выполнен в виде асинхронной машины с двумя обмотками на статоре, сдвинутыми одна относительно другой на 90 электрических градусов, и с двумя симметрично нагруженными роторными обмотками. Одна из статорных обмоток (обмотка возбуждения) подключается к сети переменного тока, а другая (квадратурная) выполняет функции источника выходного напряжения, пропорционального скорости вращения ротора (рис. XIII.10).

Рассмотрим принцип работы асинхронного тахогенератора. Для упрощения анализа заменим ротор с симметрично нагруженными

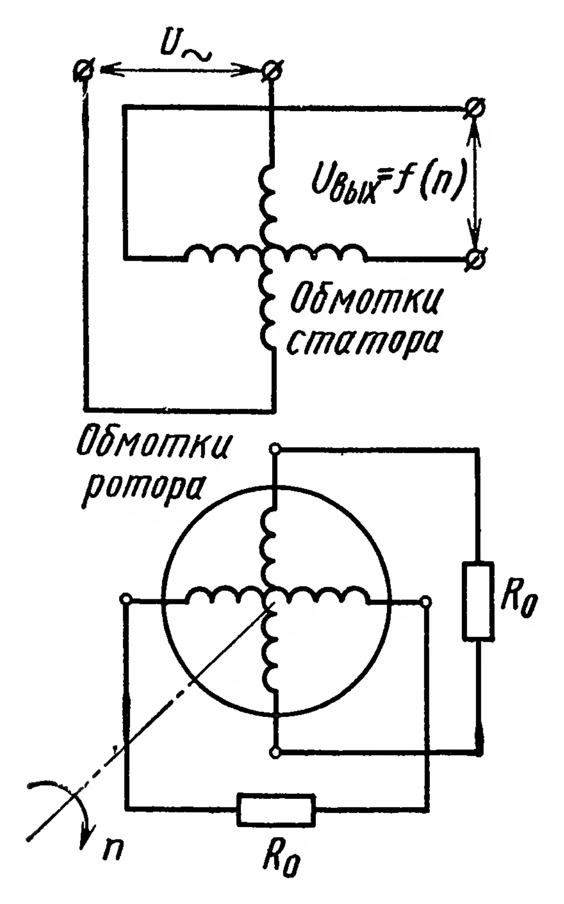


Рис. XIII.10. Принципиальная схема асинхронного тахогенератора

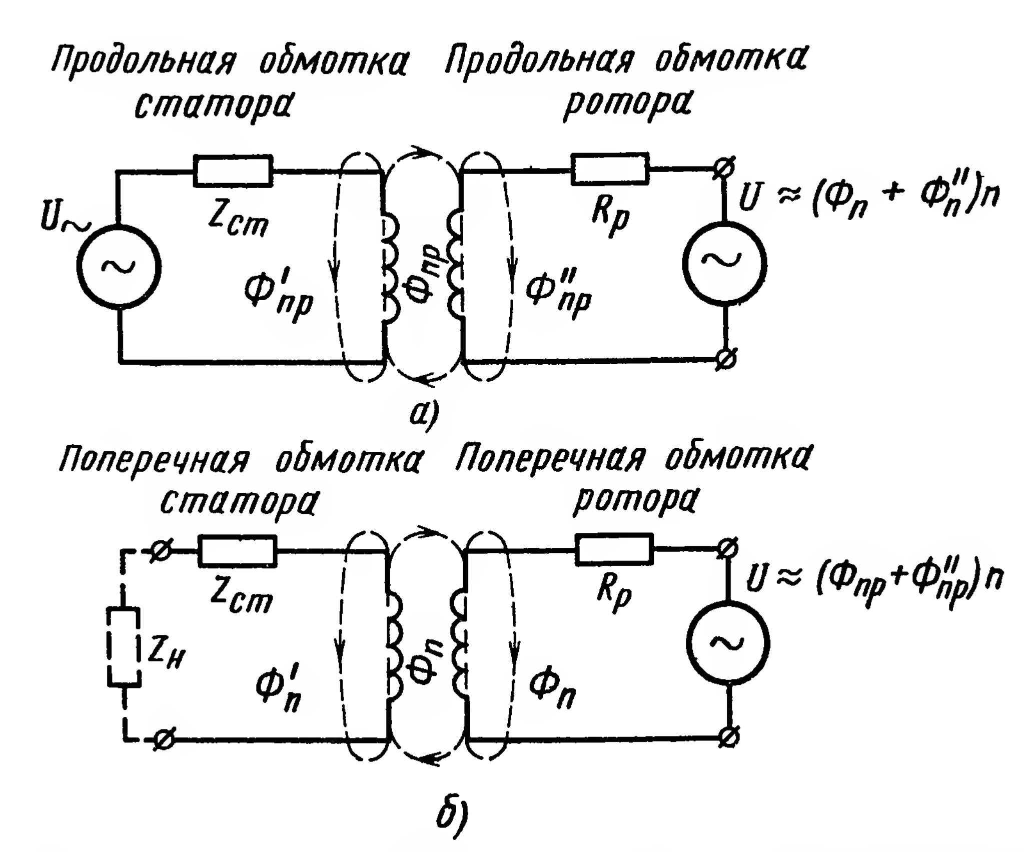


Рис. XIII.11. Эквивалентные электрические схемы:

а — продольной оси АТГ; *б* — поперечной оси АТГ

обмотками эквивалентным ротором с двумя взаимно перпендикулярными обмотками, оси которых в любой момент времени, независимо от мгновенного положения ротора, совпадают с осями статорных обмоток. Эквивалентная электрическая схема продольной оси АТГ изображена на рис. XIII.11, *а*. Обмотка возбуждения и продольная обмотка ротора пронизываются общим магнитным потоком $\Phi_{пр}$. Кроме того, обмотка возбуждения пронизывается потоком рассеяния $\Phi'_{пр}$, а продольная обмотка ротора — потоком рассеяния $\Phi''_{пр}$. Обмотку возбуждения подключают к питающей сети переменного тока. В цепи продольной обмотки ротора при его вращении наводится переменная э. д. с., пропорциональная произведению поперечного потока тахогенератора на скорость вращения ротора.

Эквивалентная электрическая схема поперечной оси АТГ изображена на рис. XIII.11, *б*. В поперечной обмотке ротора, которую можно рассматривать как первичную обмотку трансформатора, потоком, пронизывающим ротор вдоль продольной оси и равным сумме $(\Phi_{пр} + \Phi''_{пр})$, при вращении ротора наводится э. д. с., пропорцио-

нальная произведению $(\Phi_{пр} + \Phi''_{пр})n$. Если ротор неподвижен, то э. д. с. вращения равна нулю, вследствие чего связь между продольной и поперечной осями тахогенератора нарушается, а напряжение, наводимое в квадратурной обмотке, также равняется нулю. Однако практически в результате неизбежной электрической и магнитной асимметрии непосредственная трансформаторная связь между продольными и поперечными обмотками тахогенератора в какой-то степени сохраняется. Напряжение, наводимое в квадратурной обмотке при неподвижном роторе, является одним из основных источников погрешностей асинхронного тахогенератора, как элемента прецизионной САР или счетно-решающего элемента.

Для того чтобы э. д. с., наводимая в квадратурной обмотке статора при вращении ротора, была строго пропорциональна скорости вращения ротора, необходимо, чтобы суммарный поток $(\Phi_{пр} + \Phi''_{пр})$ не зависел от скорости вращения ротора. Между тем по ряду причин это условие не выполняется. Во-первых, поток рассеяния роторной обмотки $\Phi''_{пр}$, проходящий по продольной обмотке ротора, имеет составляющую, пропорциональную произведению $(\Phi_{п} + \Phi''_{п})n$, а это произведение, в свою очередь, приблизительно пропорционально n^2. Наличие сопротивления $Z_{ст}$ в цепи обмотки возбуждения обусловливает зависимость величины продольного потока $\Phi_{пр}$ не только от питающего напряжения, но и от тока, протекающего по продольной обмотке статора, создающего падение напряжения на сопротивлении $Z_{ст}$, а, следовательно, и от э. д. с. вращения, наводимой в продольной обмотке ротора.

Рассмотрим идеальный асинхронный тахогенератор, в котором омическое сопротивление и реактивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения равны нулю, а сопротивление ротора чисто активное. Электродвижущая сила, наводимая в квадратурной обмотке, строго пропорциональна скорости вращения ротора. Для повышения точности АТГ, как счетно-решающего прибора желательно всемерно уменьшать омическое сопротивление и реактивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения, а также реактивное сопротивление рассеяния ротора. Это определяет ряд конструктивных особенностей АТГ. В частности, с целью уменьшения реактивного сопротивления рассеяния ротор выполняют в виде тонкостенного стакана, вращающегося в воздушном зазоре между внешним статором и внутренним сердечником. Асинхронный тахогенератор может вырабатывать э. д. с., пропорциональную скорости вращения ротора в ограниченных пределах изменения этой скорости (приблизительно до 0,25—0,5 синхронной скорости вращения).

Установим, какими факторами определяется стабильность характеристик тахогенератора. Если в эквивалентной схеме поперечной цепи (рис. XIII.11, *б*) пренебречь омическим сопротивлением и реактивным сопротивлением рассеяния обмотки возбуждения, а также реактивным сопротивлением ротора, существенно не влияющими на окончательный результат, то нетрудно получить следующее

выражение э. д. с., наводимой в квадратурной обмотке статора:

$$E_{\text{кв}} = \frac{\Phi_{\text{пр}} n j 2\pi f L}{R_{\text{р}} + j 2\pi f L}, \qquad \text{(XIII.39)}$$

где L — индуктивность обмотки возбуждения АТГ;

$R_{\text{р}}$ — приведенное к обмотке возбуждения активное сопротивление ротора.

Поток $\Phi_{\text{пр}}$ обратно пропорционален частоте f и отстает по фазе от напряжения сети на 90°:

$$\Phi_{\text{пр}} \equiv -j \frac{U_{\sim}}{f}. \qquad \text{(XIII.40)}$$

Следовательно, э. д. с., наводимая в квадратурной обмотке, пропорциональна выражению

$$E_{\text{кв}} = \frac{U_{\sim} 2\pi L}{R_{\text{р}} + j 2\pi f L} n, \qquad \text{(XIII.41)}$$

показывающему, что выходное напряжение расходится по фазе с напряжением сети.

Введем понятие комплексной крутизны характеристики $\bar{K}$ тахогенератора:

$$\bar{K} = \frac{\left(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\sim}}\right)}{n} = 2\pi \frac{L}{R_{\text{р}}} \cdot \frac{1}{1 + j 2\pi f \frac{L}{R_{\text{р}}}}. \qquad \text{(XIII.42)}$$

Коэффициент $\bar{K}$ определяет по модулю и фазе выходное напряжение АТГ, приходящееся на единицу скорости вращения ротора. При изменении окружающей температуры и при нагреве прибора в процессе работы коэффициент $\bar{K}$ меняется главным образом вследствие зависимости $R_{\text{р}}$ от температуры. Для повышения температурной стабильности коэффициента $\bar{K}$ необходимо правильно выбрать материал для изготовления ротора.

При изменении частоты питающего напряжения коэффициент меняется так же, как и передаточная функция апериодического звена с постоянной времени $T = \frac{L}{R_{\text{р}}}$ (рис. XIII.12).

Тахометрический привод с асинхронным тахогенератором выполняет в электромеханических вычислительных устройствах переменного тока функции интегрирования. Входной (интегрируемой) величиной является переменное напряжение, вырабатываемое вращающимся трансформатором или системой вращающихся трансформаторов. Выходной величиной, пропорциональной интегралу, является угол поворота тахогенератора АТГ, автоматически компенсирующего входное напряжение (рис. XIII.13).

Входное напряжение, вырабатываемое этим тахогенератором, и напряжение обратной связи, вырабатываемое асинхронным тахогенератором *АТГ*, должны быть согласованы по фазе. Это дости-

гается при помощи интегрирующего контура *RC* на выходе вращающегося трансформатора *ВТ*, постоянная времени которого равна постоянной времени тахогенератора *АТ*. В этом случае сдвиг фаз

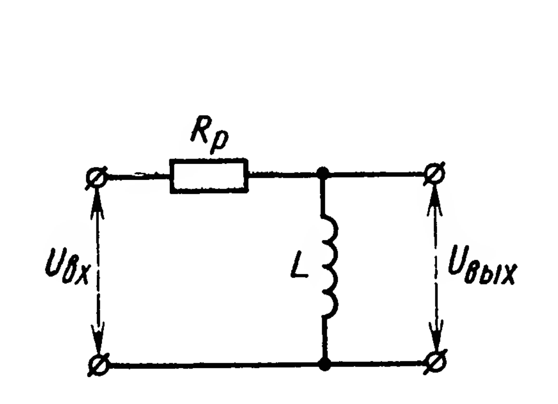


Рис. XIII.12. Апериодическое звено с постоянной времени $T = \frac{L}{R_р}$

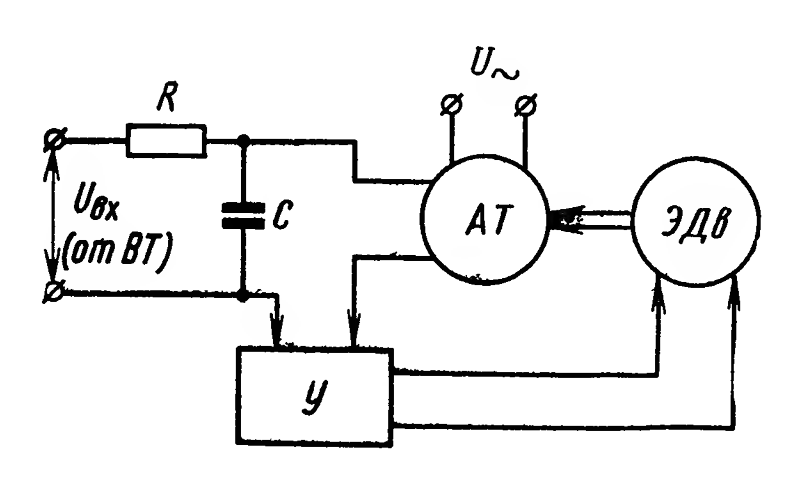


Рис. XIII.13. Схема тахометрического привода с асинхронным тахогенератором

на выходе трансформатора *ВТ* совместно с контуром, а также зависимость модуля и фазы коэффициента *К* от частоты питающего напряжения будут такие же, как и у тахогенератора АТГ. Поэтому частотная погрешность тахогенератора АТГ будет скомпенсирована.

4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Для дифференцирования угла поворота вала электродвигателей широко применяются тахогенераторы постоянного или переменного тока. При этом подчеркивались их недостатки (дополнительный нагрузочный момент на исполнительном валу системы, отрицательные свойства коллектора у тахогенераторов постоянного тока и т. п.),

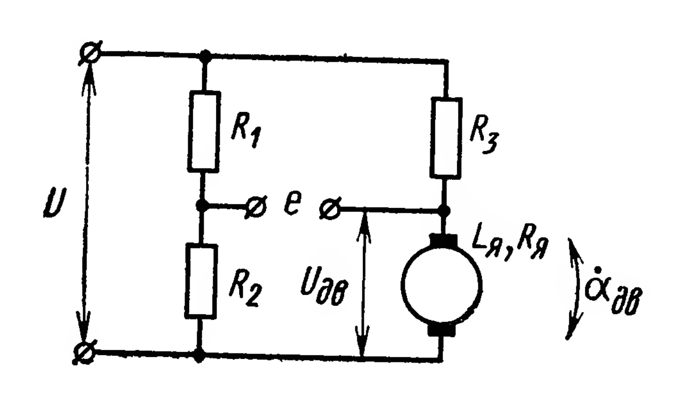


Рис. XIII 14. Пассивный тахометрический мост постоянного тока:

U — напряжение, питающее якорную цепь; R_1, R_2, R_3 — активные сопротивления, участвующие в образовании мостовой схемы; $U_{дв}$ — падение напряжения на электродвигателе; e — измеряемая величина, пропорциональная скорости вращения $\dot{\alpha}_{дв}$

которые в ряде случаев исключают возможность их постановки в систему. Действительно, например, в маломощных следящих системах на микродвигателях (серии ДПМ, ДПР, ДКМ, ДКИ и т. п.) момент инерции микрогенераторов составил бы до 50—100% от момента инерции собственно электродвигателя. Установка тахогенераторов при этом существенно ухудшила бы динамические свойства системы в целом.

В то же время есть возможность получать информацию о скорости вращения электродвигателей как постоянного, так и перемен-

ного тока, с помощью специальных электрических (мостовых) схем. Достоинством этих схем является отсутствие отмеченных выше недостатков тахогенераторов. Мостовые схемы могут быть пассивными и активными. Рассмотрим некоторые из них.

Пассивный тахометрический мост постоянного тока. Дифференцирование угла поворота электродвигателей постоянного тока может быть осуществлено пассивной мостовой схемой в соответствии с рис. XIII.14.

Процессы в схеме в установившемся режиме движения с постоянной скоростью $\dot{\alpha}_у$ могут быть описаны следующими уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} U_{дв} = I_я Z_я + c_е \dot{\alpha}_у; \quad U = I_я R_3 + U_{дв}; \\ U_{R_2} = \frac{U R_2}{R_1 + R_2}; \quad e = U_{дв} - U_{R_2}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIII.43)}$$

где $c_е$ — постоянный (конструктивный) параметр — коэффициент противо-э. д. с. электродвигателя

$$Z_я = \sqrt{R_я^2 + X_{L_я}^2}.$$

Объединив уравнения (XIII.43) и разрешив их относительно величины e, получим

$$e = I_я Z_я + c_е \dot{\alpha}_у - \frac{I_я R_2 R_3 + U_{дв} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{I_я (Z_я R_1 - R_2 R_3)}{R_1 + R_2} + c_е \dot{\alpha}_у \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad \text{(XIII.44)}$$

Если выполняется равенство

$$Z_я R_1 - R_2 R_3 = 0, \qquad \text{(XIII.45)}$$

то

$$e = c_е \dot{\alpha}_у \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \qquad \text{(XIII.46)}$$

т. е. имеем сигнал, пропорциональный скорости электродвигателя. Равенство (XIII.45) является условием баланса тахометрического моста.

В переходных процессах ($\dot{\alpha}_{дв}$ = var) схема имеет принципиальные погрешности измерения. Действительно, $Z_я$ — модуль комплексного сопротивления якоря при изменении скорости вращения — будет меняться из-за члена $X_{L_я}$, так как $X_{L_я} \equiv \omega L_я$. Однако, если $L_я$ мало и при минимальной скорости вращения электродвигателя $R_я \gg X_{L_я}$, то последним можно пренебречь. В этом случае будет соблюдено условие баланса моста

$$R_я R_1 - R_2 R_3 = 0.$$

Погрешность при этом незначительна. Действительно, для электродвигателя ДПМ-20Н1-01 при параметрах: $R_я \approx 75$ Ом, $X_{L_я} = 12$ млГ; $n = 9000$ об/мин ($\omega = 1884$ 1/с); $R_3 = 20$ Ом, имеем

$$e_1 = U\left(\frac{Z_я}{Z_я+R_3} - \frac{R_1}{R_1+R_2}\right) \quad \text{при } Z_я = \sqrt{R_я^2 + X_{L_я}^2};$$

$$e_2 = U\left(\frac{R_я}{R_я+R_3} - \frac{R_1}{R_1+R_2}\right) \text{ при } Z_я \approx R_я;$$

$$\Delta e = e_1 - e_2 = 0{,}007U.$$

Рассмотрим далее зависимость e от U в переходном процессе. Уравнения движения, преобразованные по Лапласу, при учете в качестве нагрузки только приведенного к валу электродвигателя момента инерции $J'_{дв}$ будут иметь вид

$$U(s) = Z_я I_я(s) + c_e s\alpha; \quad M(s) = I_я(s) c_м = J'_{дв} s^2 \alpha,$$

где $c_м$ — моментный коэффициент электродвигателя, откуда

$$c_e s\alpha = U(s) - \frac{Z_я J'_{дв} s^2 \alpha}{c_м}. \qquad \text{(XIII.47)}$$

Рассматривая выражения (XIII.44), (XIII.45) и (XIII.47), устанавливаем имеющуюся зависимость e от U даже при идеальном балансе моста.

Пассивный тахометрический мост переменного тока. Дифференцирование угла поворота двухфазного асинхронного электро-

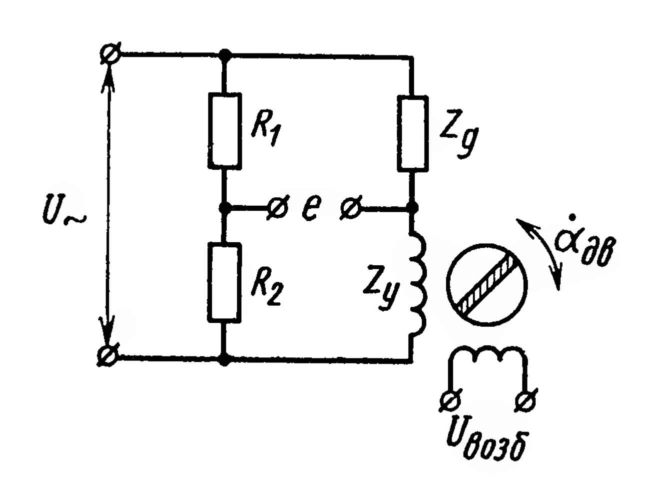


Рис. XIII.15. Пассивный тахометрический мост переменного тока:

U — управляющее напряжение, R_1, R_2, $Z_д$ — сопротивления мостовой схемы ($Z_д$ — добавочное активно-индуктивное сопротивление, $Z_д = \sqrt{R_д^2 + X_{L_д}^2}$; $Z_у = \sqrt{R_у^2 + X_{L_у}^2}$ — полное сопротивление обмотки управления двигателем

двигателя может быть также осуществлено с помощью пассивной мостовой схемы (рис. XIII. 15).

Особенностью такого моста является то, что два его плеча представляют собой только активные, а два другие — активно-реактивные сопротивления.

Рассматривая уравнения движения в схеме рис. XIII.15, получим условия баланса моста в виде

$$Z_у R_1 - R_2 Z_д = 0; \quad \varphi_д - \varphi_у = 0, \qquad \text{(XIII.48)}$$

где $\varphi_д = \operatorname{arctg}\frac{X_{L_д}}{R_д}$; $\varphi_у = \operatorname{arctg}\frac{X_{L_у}}{R_у}$, отличающиеся от выражения (XIII.45) наличием второго уравнения, определяющего условие

баланса фаз в плечах моста. Искомая величина e будет определяться выражением, аналогичным (XIII.46):

$$e = c_e k_м \dot{\alpha}_у,$$

где $k_м$ — коэффициент передачи моста;

$$k_м = \frac{\sqrt{(R_1 + R_д)^2 + X_{L_д}^2}}{\sqrt{(R_2 + R_1 + R_д)^2 + (X_{L_у} + X_{L_д})^2}} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad \text{(XIII.49)}$$

При $R_1 = R_2$ и соответственно $Z_{L_д} = Z_{L_у}$, получим $k_м \approx 0{,}5$. Кроме того, выполняется следующее соотношение $R_2 > 10Z_у$, хотя R_2 желательно выбирать возможно бóльшим.

Балансировка моста производится в режиме короткого замыкания электродвигателя. Конструктивно $Z_д$ представляет собой дроссель с регулируемым зазором магнитопровода и последовательно включенное регулируемое активное сопротивление.

Например, для электродвигателей типа ЭМ, ДКМ, ДКИ, где $Z_у \approx 100$ Ом, рекомендуются следующие параметры моста: $R_2 = 1000$ Ом; $R_1 = 250$ Ом; $k_м \leqslant 0{,}2$.

Активные тахометрические мосты. Выше отмечались погрешности пассивных тахометрических мостовых схем в переходных процессах. Кроме того, общими недостатками являются: необходимость включения в якорную цепь дополнительных активных или активно-реактивных сопротивлений, что, как известно, снижает жесткость механической характеристики электродвигателя; невысокое значение снимаемого напряжения; недостаточно малое выходное сопротивление и, наконец, наличие гальванической связи с якорной цепью электродвигателя, что зачастую также нежелательно. Часть этих недостатков отсутствует в схемах, рассмотренных, например, в работе [3]. Однако наиболее радикальным является метод построения активного тахометрического моста на магнитных усилителях. Один из вариантов схемы активного тахометрического моста приведен на рис. XIII.16.

Выходное напряжение (в установившемся режиме) определяется выражением

$$U(s)_{вых} = Aw \frac{c_e}{R_я} s\alpha_{дв}, \quad \text{(XIII.50)}$$

где A — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров магнитного усилителя;

w — число витков «токовой» обмотки управления магнитного усилителя.

В зависимости от вида электронной схемы системы в целом выходной сигнал моста может быть получен как в виде постоянного, так и переменного тока.

В переходном процессе изменение выходного напряжения, при изменении скорости электродвигателя соответствует выражению

$$U_{вых}(s) = k \frac{c_e s\alpha_{дв} + T_я s U(s)}{(T_я s + 1)(T_н s + 1)}, \quad \text{(XIII.51)}$$

где $T_я$ — электромагнитная постоянная времени якорной цепи электродвигателя;

$T_н = \frac{L_н}{R_н}$ — электромагнитная постоянная времени обмотки управления магнитного электродвигателя («обмотки нагружения»).

Из выражения (XIII.51) видно, что в отличие от пассивного моста [выражение (XIII.47)] на динамику этой схемы влияет еще и постоянная времени $T_н$. В то же время и здесь имеется зависимость

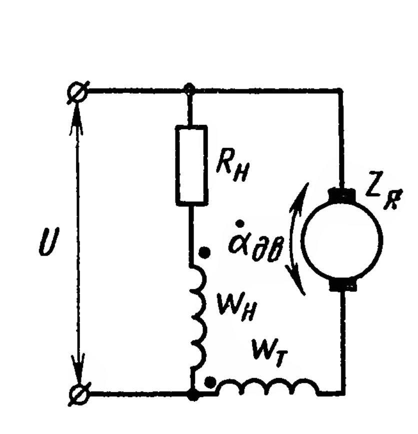


Рис. XIII.16. Активный тахометрический мост: $w_н$, $w_т$ — обмотки управления магнитного усилителя

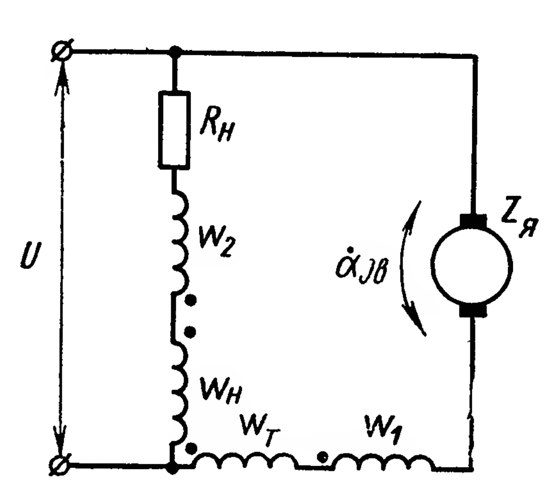


Рис. XIII.17. Активный тахометрический мост с коррекцией динамической характеристики

$U_{вых}$ от U. Простое уменьшение $T_н$ за счет понижения $R_н$ нежелательно, так как это приводит к нагружению якорной цепи электродвигателя.

Коррекция динамической характеристики активного тахометрического моста возможна, например, в соответствии со схемой рис. XIII.17, в которую добавлен трансформатор (w_1, w_2). Корректирующий трансформатор рассчитывается так, чтобы выполнялось равенство индуктивностей

$$L_1 L_2 = L_н L_т.$$

При этом запаздывание, обусловленное постоянной времени $T_н$ на $U_{вых}$ не сказывается и, кроме того, ослабляется зависимость $U_{вых}$ от изменений U.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Доброгурский С. О., Казаков В. А., Титов В. К.** Счетно-решающие устройства., М., Оборонгиз, 1959, 463 с.

2. **Панасенко В. Д.** Элементы автоматических устройств и вычислительной техники. М., Оборонгиз, 1962, 300 с.

3. **Семенов В. В., Степура Э. Ф.** Нелинейные и вычислительные устройства на магнитных усилителях. М., «Энергия», 1966, 165 с.

4. **Сотсков Б. С.** Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств. М , Госэнергоиздат, 1953, 544 с.

5. **Чечет Ю. С.** Электрические микромашины автоматических устройств. М — Л., «Энергия», 1964, с. 189—197.

ГЛАВА XIV

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В качестве корректирующих устройств в системах автоматического регулирования и управления широкое распространение получили обратные связи (ОС), осуществляющие воздействие последующего элемента системы на какой-либо из предыдущих. Так, в гидравлических системах автоматики ОС создает часто воздействие исполнительного гидравлического двигателя на гидравлический усилитель.

Различают положительные и отрицательные обратные связи.

Положительной обратной связью называется связь, подающая на вход какого-либо элемента автоматического устройства воздей-

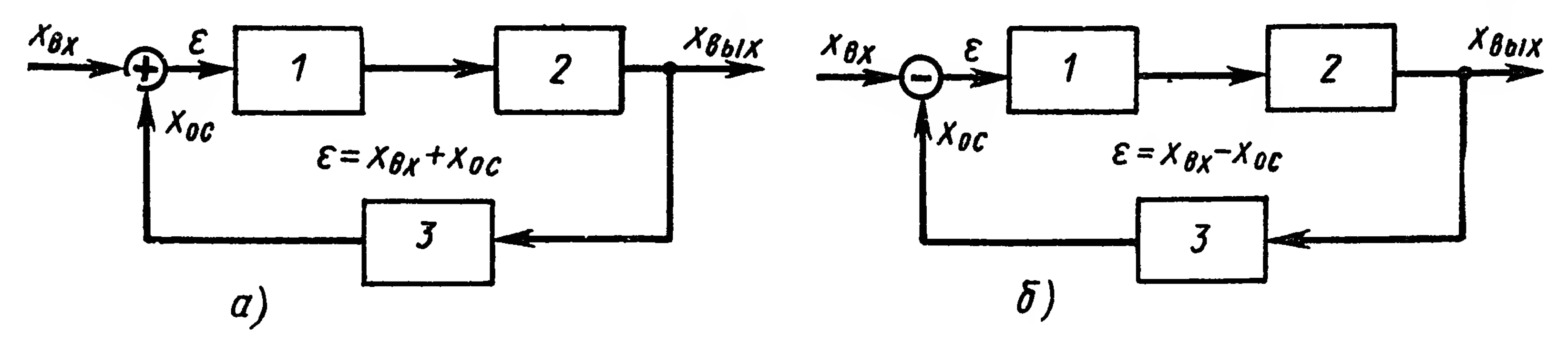


Рис. XIV.1. Структурные схемы автоматических устройств:

а — с положительной обратной связью; *б* — с отрицательной обратной связью

ствие с тем же знаком, что и основное входное воздействие, поступающее от другого элемента. На рис. XIV.1, *а* показано, например, автоматическое устройство, состоящее из усилителя *1* и исполнительного двигателя *2*, которые охвачены положительной обратной связью *3*. В этом случае воздействие ε, поступающее на усилитель, равно сумме основного входного воздействия $x_{вх}$ и воздействия $x_{ос}$ обратной связи.

Отрицательная обратная связь ОС представляет собой связь, подающую на вход какого-либо элемента автоматического устройства воздействие, противоположное по знаку основному входному воздействию от другого элемента. Схема автоматического устройства с отрицательной ОС показана на рис. XIV. 1, *б*.

Положительные и отрицательные обратные связи подразделяются также на жесткие и гибкие. Имеются различные виды жестких и

гибких ОС, каждый из которых характеризуется определенным уравнением, описывающим зависимость между выходной $x_{ос}$ и входной $x_{вх}$ величинами устройства отрицательной ОС.

Наибольшее распространение в гидравлических и пневматических САР получили отрицательные ОС различных видов.

В соответствии с характером формируемого закона управления гидравлические и пневматические корректирующие устройства классифицируются следующим образом: пропорциональные (статические); пропорционально дифференциальные (с предварением); интегральные (астатические); пропорционально-интегральные; пропорционально-интегрально-дифференциальные; релейные.

1. ЖЕСТКИЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

В автоматических устройствах, содержащих гидравлические элементы, обратная связь представляет часто механическое звено, выполненное в виде лекала или рычага, включенных между гидравлическим двигателем и гидравлическим усилителем. В качестве примера на рис. XIV.2 приведена принципиальная схема гидравлической системы усилитель — двигатель с механической жесткой отрицательной обратной связью [3], [5].

Рассматриваемая гидравлическая система состоит из гидравлического усилителя *1* с золотником и гидравлического двигателя *2* поршневого типа. При этом гидравлический двигатель воздействует на гидравлический усилитель через рычаг AB ОС. В результате в каждый момент времени работы системы суммарное перемещение ε плунжера золотника зависит от основного входного воздействия $x_{вх}$ на систему (перемещение точки A рычага обратной связи) и от воздействия ОС, пропорционального перемещению $x_{вых}$ поршня гидравлического двигателя, т. е.

$$\varepsilon = \frac{l_2}{l_1 + l_2} x_{вх} - \frac{l_1}{l_1 + l_2} x_{вых}, \qquad \text{(XIV.1)}$$

где l_1 и l_2 — длины плеч рычага ОС.

При наличии сигнала рассогласования (перемещения ε) плунжер золотника смещается с нейтрали и поршень гидравлического двигателя перемещается в таком направлении, при котором плунжер будет вновь установлен в нейтральное положение. Каждому входному воздействию соответствует свое перемещение поршня гидравлического двигателя.

Другим примером применения в гидравлических устройствах механических обратных связей является гидравлический вибрационный контур, принципиальная схема которого показана на рис. XIV.3 [2]. В вибрационном контуре гидравлический усилитель со струйной трубкой *1* и подключенный к нему гидравлический двигатель *4* поршневого типа охвачены жесткой ОС. При подаче рабочей жидкости от источника питания в гидравлический усилитель струя

жидкости, истекающая из струйной трубки, попадает в одно из приемных сопел *3*. Давление рабочей жидкости в соответствующей полости гидравлического двигателя повышается и его поршень приходит в движение. Шток поршня через плечо *6* связан с одной из пружин *2* и со штоком демпфера *7*.

Плечо *6* и пружины *2* составляют вместе жесткую ОС. Во время движения поршня гидравлического двигателя натяжение пружин изменяется так, что струйная трубка отклоняется в направлении движения поршня и переходит свое нейтральное положение. В этот момент рабочая жидкость начинает поступать в другое приемное сопло и поршень гидравлического двигателя меняет направление движения, вновь отклоняя струйную трубку за нейтральное положение. Таким образом, наличие в данной гидравлической системе

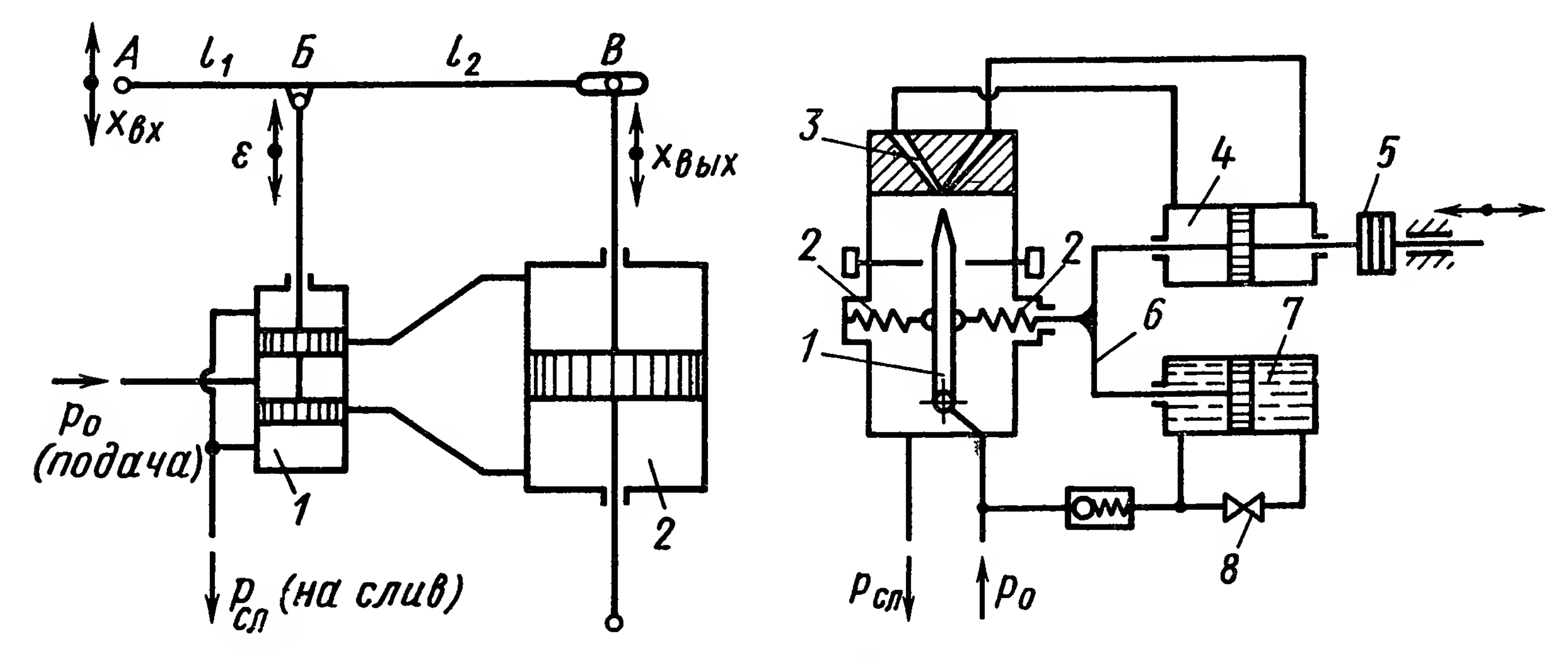


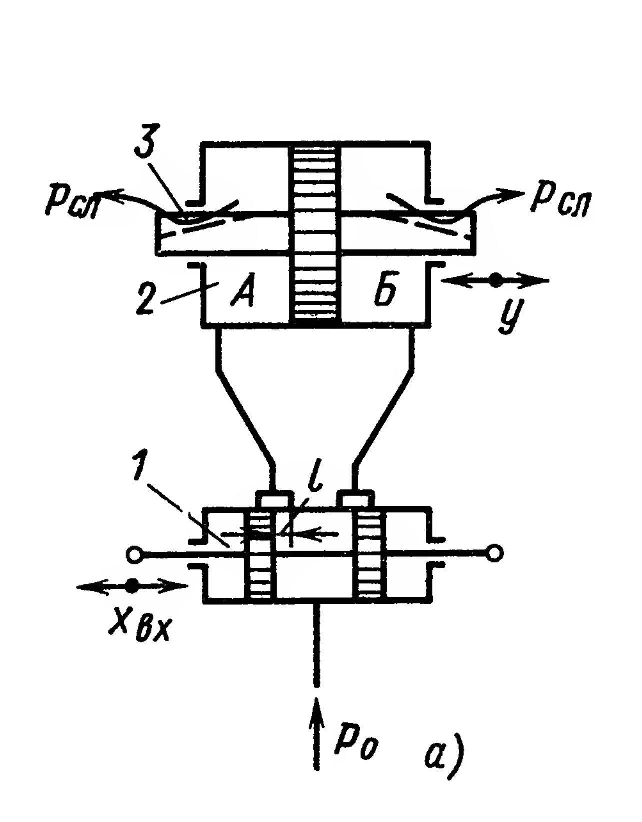
Рис. XIV.2. Схема гидравлической системы усилитель — двигатель с механической ОС

Рис. XIV.3. Принципиальная схема гидравлического вибрационного контура с механической ОС

усилитель — двигатель механической жесткой ОС приводит к возникновению установившихся незатухающих колебаний поршня гидравлического двигателя, совершаемых с большой частотой и малой амплитудой. Путем изменения массы подвижных частей *5*, степени демпфирования (за счет открытия или закрытия дросселя *8*) и жесткости пружин *2* возможно изменять частоту и амплитуду колебаний, генерируемых контуром.

Рассмотренные обратные связи по своему принципу действия не являются гидравлическими, хотя и применяются, как было отмечено выше, в системах с гидравлическими элементами. Однако существуют и используются подобные ОС чисто гидравлического типа. На рис. XIV.4, *а* приведена принципиальная схема гидравлической системы усилитель — двигатель с простейшей гидравлической жесткой ОС. Рабочая жидкость под постоянным давлением p_0 подается в гидравлический усилитель *1* с золотником, имеющий отрицательное перекрытие *l* окон в гильзе. Полости гидравлического двигателя *2* поршневого типа через капиллярные или профилированные каналы *3* на штоке соединяются с линией слива, где давление равно $p_{сл}$. Если плунжер золотника находится в нейтральном положе-

нии, в котором отрицательные перекрытия окон в гильзе одинаковы, то расход рабочей жидкости через гидравлический усилитель и полости гидравлического двигателя на линию слива постоянен. В этом случае давления рабочей жидкости в междроссельных камерах *А* и *Б* и расходы жидкости в каждой ветви гидравлического моста (см. рис. XIV.4, *б*), образованного дросселями *1* и *3* (золотник), *2* и *4* (профилированные каналы), одинаковы. При смещении плунжера золотника с нейтрального положения изменяются отрицательные перекрытия окон в гильзе, а следовательно, площади проходных сечений дросселей *1* и *3*. В одном дросселе площадь проходного сечения уменьшается, а в другом — увеличивается. В силу



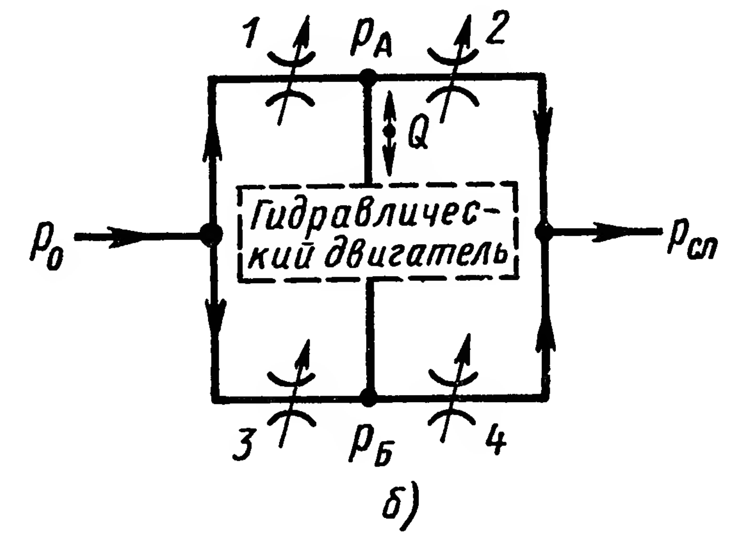


Рис. XIV.4. Гидравлическая система усилитель—двигатель с гидравлической ОС:

а — принципиальная схема; *б* — структурная схема

этого давление рабочей жидкости в одной междроссельной камере уменьшается, а в другой увеличивается и изменяются также расходы рабочей жидкости через ветви моста. Возникший при этом перепад давлений в междроссельных камерах приводит поршень в движение. При перемещении поршня изменяются площади проходных сечений (и, как следствие, гидравлические сопротивления) профилированных каналов, т. е. дросселей *2* и *4* в гидравлическом мосте. В одном дросселе, опять-таки, площадь проходного сечения уменьшается, а в другом одновременно увеличивается. Перемещение поршня гидравлического двигателя (координата *у*) продолжается до тех пор, пока давления рабочей жидкости в междроссельных камерах вновь не будут равны друг другу. Каждому перемещению плунжера золотника от нейтрального положения соответствует определенное положение поршня гидравлического двигателя. Однако реальной физической величиной, с которой суммируется воздействие ОС в данной гидравлической системе, является перепад давлений. Рассмотренная гидравлическая система усилитель — двигатель находит применение в системах регулирования с небольшой выходной мощностью и преимущественно при постоянной нагрузке на гидравлический двигатель.

2. ГИБКИЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ГИДРАВЛИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

В последнее время обратные связи в виде связей по давлению между гидравлическим двигателем и гидравлическим усилителем нашли также применение в системах автоматического регулирования объектами, создающими значительные и разнообразные нагрузки на гидравлические двигатели. В этих условиях, в частности, при нагружении гидравлических двигателей большими инерционными силами, возникает задача о достижении в САР необходимой устойчивости, сочетающейся с хорошими динамическими свойствами и высокой позиционной точностью. Одним из технических способов решения этой задачи и является использование обратных связей по давлению. Эти связи позволяют повысить коэффициент демпфирования системы с большой инерционной нагрузкой. Так как перепад давлений в полостях исполнительного гидравлического двигателя пропорционален ускорению перемещаемой массы, которое она испытывает в данный момент своего движения, то ОС по давлению или перепаду давлений, созданных инерционной нагрузкой, представляет собой косвенную форму ОС по ускорению. Значительные величины давлений в полостях исполнительного гидравлического двигателя позволяют практически реализовать ОС по давлению без дополнительных ступеней усиления и избежать тем самым применения промежуточных элементов в виде датчиков ускорения.

На рис. XIV.5 изображена принципиальная схема электрогидравлической системы (электрогидравлический сервомеханизм), состоящей из электрического преобразующего элемента, гидравлического усилителя с двумя каскадами усиления, гидравлического двигателя и ОС по давлению [4]. При отсутствии управляющего сигнала электромагнитный преобразующий элемент *1* поляризованного типа удерживает заслонку *2* первого каскада усиления в нейтральном положении между соплами *3*. Питание первого гидравлического каскада усиления производится через дроссели *4* от общего источника питания с постоянным давлением рабочей жидкости. В начальный момент работы электрогидравлического сервомеханизма плунжер *5* золотника второго гидравлического каскада усиления также находится в нейтральном положении и исполнительный гидравлический двигатель *7* неподвижен.

При подаче управляющего сигнала в электромагнитный преобразующий элемент заслонка поворачивается, изменяя зазоры между ней и торцами сопел и создавая в силу этого перепад давлений в междроссельных камерах *А* и *Б*. Под действием перепада давлений плунжер золотника начинает перемещаться, сжимая одну из пружин *6*, открывает окна в гильзе и рабочая жидкость поступает к исполнительному гидравлическому двигателю. Выходные линии усилителя, соединяющие его с исполнительным гидравлическим двигателем, сообщаются дополнительными каналами с камерами *В* и *Г*, в которые выходят концы плунжера золотника. Перепад давлений,

возникающий в полостях исполнительного гидравлического двигателя и камерах *В* и *Г* при перемещении массы нагрузки, вызывает движение плунжера золотника в сторону, противоположную его смещению под воздействием перепада давлений в камерах *А* и *Б*, до тех пор, пока не наступит новое состояние равновесия. При постоянном управляющем сигнале зависимость между перепадом давлений на выходе гидравлического усилителя и расходом, обусловливающим скорость перемещения исполнительного гидравлического двигателя, может иметь линейный характер. Применение ОС позво-

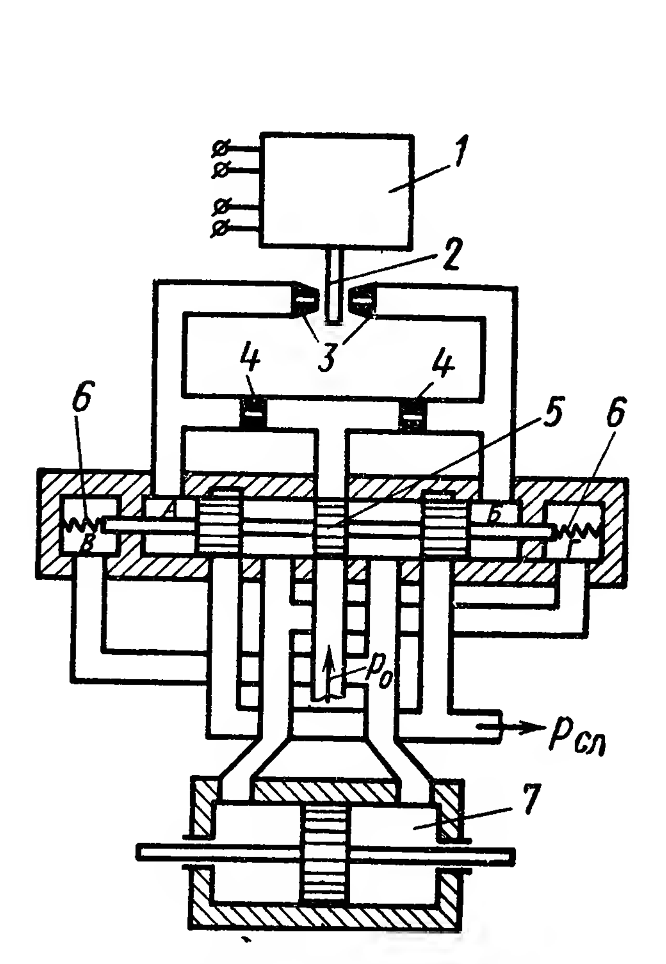


Рис. XIV.5. Принципиальная схема электрогидравлического сервомеханизма с ОС по давлению

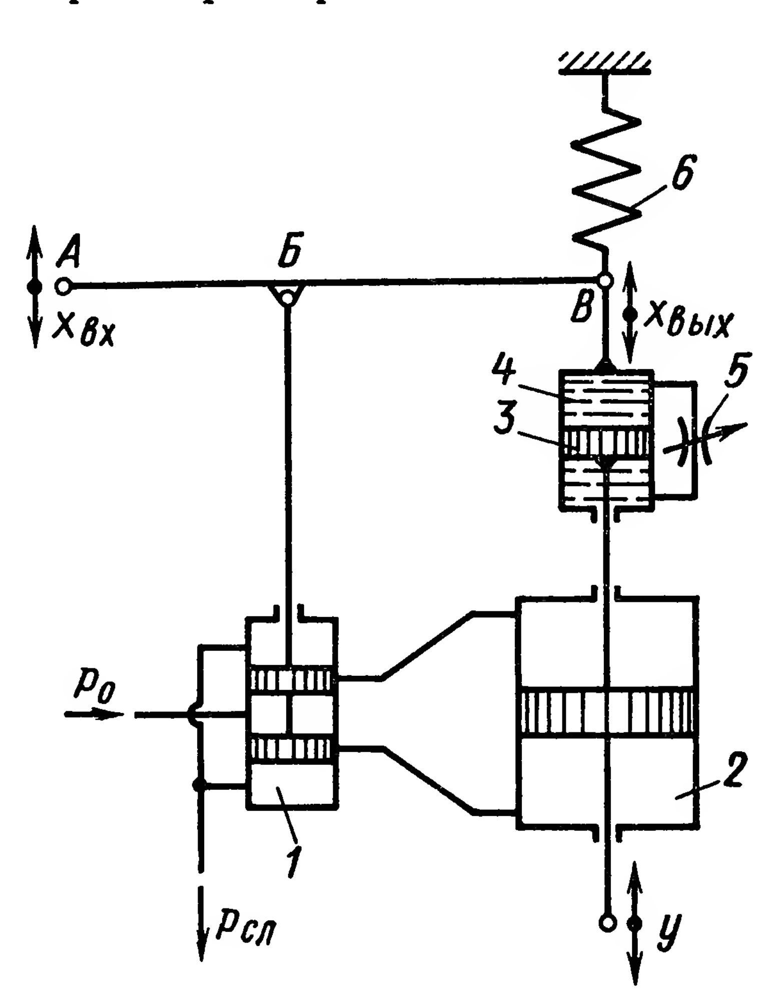


Рис. XIV.6. Принципиальная схема гидравлической системы усилитель — двигатель с гидравлической гибкой ОС

ляет улучшить динамические свойства электрогидравлических сервомеханизмов.

В рассмотренном выше электрогидравлическом сервомеханизме ОС по давлению является гибкой связью. Впервые гидравлическая гибкая ОС появилась в автоматических регуляторах числа оборотов двигателей. Принципиальная схема гидравлической системы усилитель — двигатель в одном из таких регуляторов с гидравлической гибкой ОС изображена на рис. XIV.6.

Отклонение числа оборотов выходного вала двигателя от заданного значения вызывает перемещение точки *А* рычага *АБВ* вокруг точки *В* и смещение плунжера золотника гидравлического усилителя *1* с нейтрали. При этом исполнительный гидравлический двигатель *2* приходит в движение, перемещая поршень *3* механизма гибкой ОС. Гибкая обратная связь, кроме поршня *3*, имеет подвижный цилиндр *4*, дроссель *5* и пружину *6*. В начале движения исполнительного гидравлического двигателя поршень *3* увлекает цилиндр *4*, растягивая или сжимая пружину *6* и поворачивая рычаг *АБВ*

вокруг нового положения точки A. При этом в начальный момент связь работает как жесткая OC. Затем усилие пружины *6* постепенно возвращает цилиндр *4* в первоначальное положение, так как рабочая жидкость, заполняющая цилиндр, начинает перетекать через дроссель *5* из одной полости цилиндра в другую.

Движение цилиндра *4* обратной связи описывается уравнением

$$m\ddot{x}_{вых} = R_п - R_д, \tag{XIV.2}$$

где m — масса цилиндра ОС;
$x_{вых}$ — перемещение цилиндра ОС;
$R_п$ — усилие пружины ОС;
$R_д$ — сила, действующая на цилиндр ОС со стороны исполнительного гидравлического двигателя.

Из-за различия скоростей движения цилиндра и поршня ОС на поршне возникает перепад давлений $\Delta p_{ос}$. Полагая, что истечение жидкости через дроссель обратной связи подчиняется квадратичному закону, можно написать

$$\mu f \sqrt{\frac{2}{\rho}\Delta p_{ос}} = f_{ос}(\dot{y} - \dot{x}_{вых}), \tag{XIV.3}$$

где μ — коэффициент расхода дросселя ОС;
f — площадь проходного сечения дросселя ОС;
$f_{ос}$ — площадь поршня ОС;
$\dot{y}$ — скорость движения поршня ОС, равная скорости движения поршня гидравлического двигателя;
$\dot{x}_{вых}$ — скорость движения цилиндра ОС;
ρ — плотность рабочей жидкости.

Согласно выражению (XIV.3) имеем

$$R_д = \Delta p_{ос} f_{ос} = \left(\frac{\dot{y} - \dot{x}_{вых}}{\mu f}\right)^2 \frac{\rho f_{ос}^3}{2}. \tag{XIV.4}$$

Полученное нелинейное уравнение можно линеаризовать, считая координаты y и $x_{вых}$ и их производные мало отличающимися от своих установившихся значений, путем замены уравнением прямой, проходящей через начало координат, т. е. уравнением

$$R_д = k(\dot{y} - \dot{x}_{вых}). \tag{XIV.5}$$

Коэффициент k возможно, например, выбрать так, чтобы площади под исходной кривой и аппроксимирующей прямой были бы одинаковы.

Подставляя в выражение (XIV.2) уравнение (XIV.5) и записывая усилие пружины в виде

$$R_п = cx_{вых}, \tag{XIV.6}$$

где c — жесткость пружины ОС,
получим

$$m\ddot{x}_{вых} = cx_{вых} - k\dot{y} + k\dot{x}_{вых}. \tag{XIV.7}$$

В случае малости члена $m\ddot{x}_{\text{вых}}$ по сравнению с другими членами уравнения (XIV.7) этим членом можно пренебречь. Тогда, обозначая через

$$T_{\text{ос}} = \frac{k}{c}, \qquad \text{(XIV.8)}$$

имеем

$$T_{\text{ос}}\dot{x}_{\text{вых}} + x_{\text{вых}} = T_{\text{ос}}\dot{y}. \qquad \text{(XIV.9)}$$

Уравнение (XIV.9) представляет собой зависимость между выходной $x_{\text{вых}}$ и входной $\dot{y}$ величинами ОС. Эта зависимость не носит постоянного характера и, существуя лишь только в переходных режимах, показывает, что данная гидравлическая связь является инерционной гибкой отрицательной обратной связью, называемой часто изодромом.

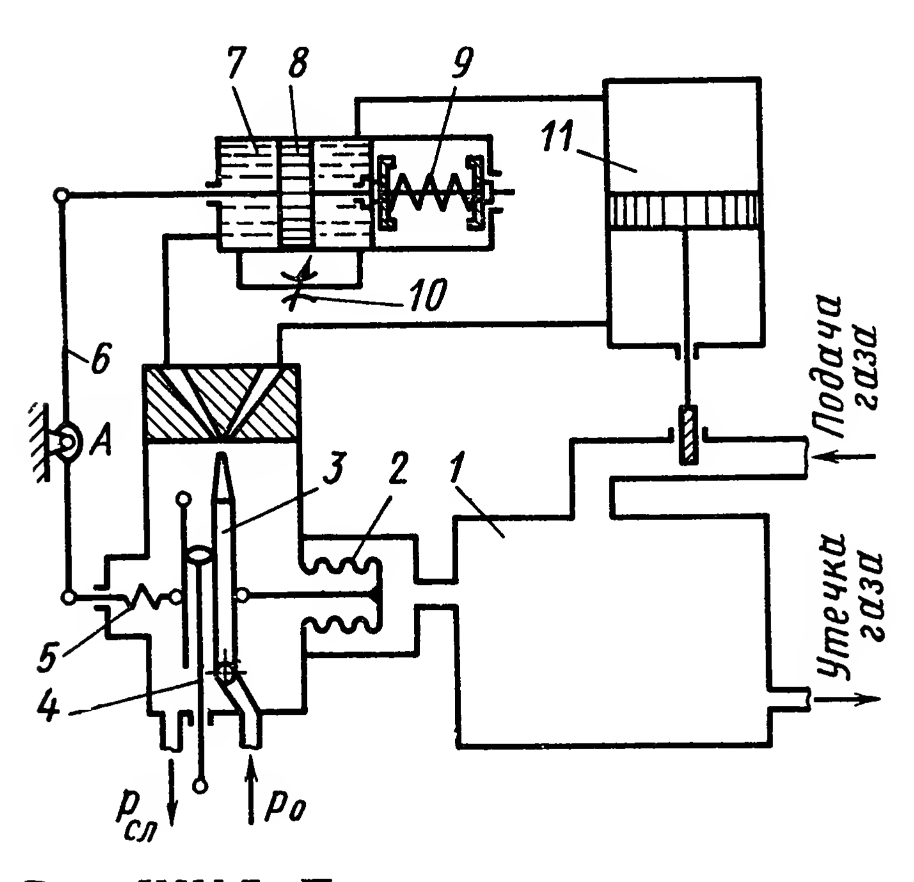


Рис. XIV.7. Принципиальная схема системы автоматической стабилизации давления, имеющей регулятор с гидравлической гибкой ОС

Гидравлическая гибкая ОС изодромного типа применяется не только в системах регулирования числа оборотов. Так, на рис. XIV.7 показана принципиальная схема системы автоматической стабилизации давления газа в объекте *1* при помощи регулятора, имеющего гибкую обратную связь.

Усилие, развиваемое чувствительным элементом *2* регулятора, передается непосредственно на струйную трубку *3* гидравлического усилителя. Одно из приемных сопел гидравлического усилителя со струйной трубкой соединено трубопроводом с цилиндром *7* гибкой ОС. Поршень *8* обратной связи выполнен с двусторонним штоком, один конец которого соединен с пружиной *9*, всегда стремящейся установить поршень ОС в среднее положение. Другой конец штока шарнирно сочленен с рычагом *6* ОС. Рычаг может поворачиваться вокруг точки *A*, сжимая или разжимая при этом пружину-задатчик *5*. Ось вращения рычага может перемещаться вдоль рычага. Полости цилиндра *7* ОС соединены каналом, перекрываемым дросселем *10* с переменным проходным сечением. Цилиндр *7* связан трубопроводом с исполнительным гидравлическим двигателем *11*, к которому подходит также трубопровод от гидравлического усилителя со струйной трубкой.

Если дроссель *10* открыт полностью и канал, соединяющий полости цилиндра обратной связи, имеет достаточное проходное сечение, то при отклонении струйной трубки от нейтрального положе-

ния вся рабочая жидкость проходит через внутренний канал и поршень *8* ОС не движется.

Если дроссель *10* закрыт полностью, то при отклонении струйной трубки от нейтрального положения поршень *8* обратной связи приходит в движение, так как в цилиндр *7* ОС поступает рабочая жидкость из струйной трубки или из исполнительного гидравлического двигателя. Перемещаясь, поршень *8* сжимает или разжимает рычагом *6* пружину-задатчик *5* и одновременно сжимает пружину *9* ОС. При этом связь работает как жесткая обратная связь.

Если дроссель *10* приоткрыт на какую-то величину, то поршень *8* ОС, смещенный с нейтрального положения, под действием пружины *9* постепенно возвращается в нейтральное положение. Рабочая жидкость перетекает из одной полости цилиндра *7* в другую, а усилие пружины-задатчика *5* возвращается к заданной величине. При этом вначале связь работает как жесткая обратная связь, а затем как гибкая ОС.

Движение поршня гибкой обратной связи может быть описано уравнением

$$m\ddot{x}_{вых} = \Delta p_{ос} f_{ос} - R_п - N, \qquad (XIV.10)$$

где m — масса поршня ОС;
$x_{вых}$ — смещение поршня ОС от своего нейтрального положения;
$\Delta p_{ос}$ — перепад давлений на поршне ОС;
$f_{ос}$ — площадь поршня ОС;
$R_п$ — усилие пружины ОС;
N — сила вязкого трения, возникающая при движении поршня в цилиндре.

Представим силу давления жидкости на поршень обратной связи, усилие пружины и силу вязкого трения следующим образом:

$$\Delta p_{ос} f_{ос} = k(\dot{y} - \dot{x}_{вых}); \qquad (XIV.11)$$

$$R_п = c x_{вых}; \qquad (XIV.12)$$

$$N = q\dot{x}_{вых}, \qquad (XIV.13)$$

где k — постоянный коэффициент;
$\dot{y}$ — скорость движения поршня исполнительного гидравлического двигателя;
c — жесткость пружины ОС;
q — коэффициент вязкого трения.

Подставляя выражения (XIV.11), (XIV.12) и (XIV.13) в уравнение (XIV.10), запишем

$$m\ddot{x}_{вых} + (q + k)\dot{x}_{вых} + c x_{вых} = k\dot{y}. \qquad (XIV.14)$$

Уравнение (XIV.14) движения гибкой ОС получено в предположении, что связь является линейным элементом.

В большинстве случаев коэффициент q во много раз меньше коэффициента k, так же как мал член $m\ddot{x}_{вых}$ по сравнению с другими чле-

нами уравнения. Пренебрегая членом $m\ddot{x}_{\text{вых}}$ и коэффициентом q, будем иметь

$$T_{\text{ос}}\dot{x}_{\text{вых}} + x_{\text{вых}} = T_{\text{ос}}\dot{y}, \qquad \text{(XIV.15)}$$

где $T_{\text{ос}}$ — постоянная, называемая временем изодрома;

$$T_{\text{ос}} = \frac{k}{c}. \qquad \text{(XIV.16)}$$

Постоянная $T_{\text{ос}}$ является основной величиной, характеризующей работу гидравлической гибкой обратной связи рассматриваемого вида. Эта постоянная зависит от открытия дросселя гибкой ОС и жесткости ее пружины.

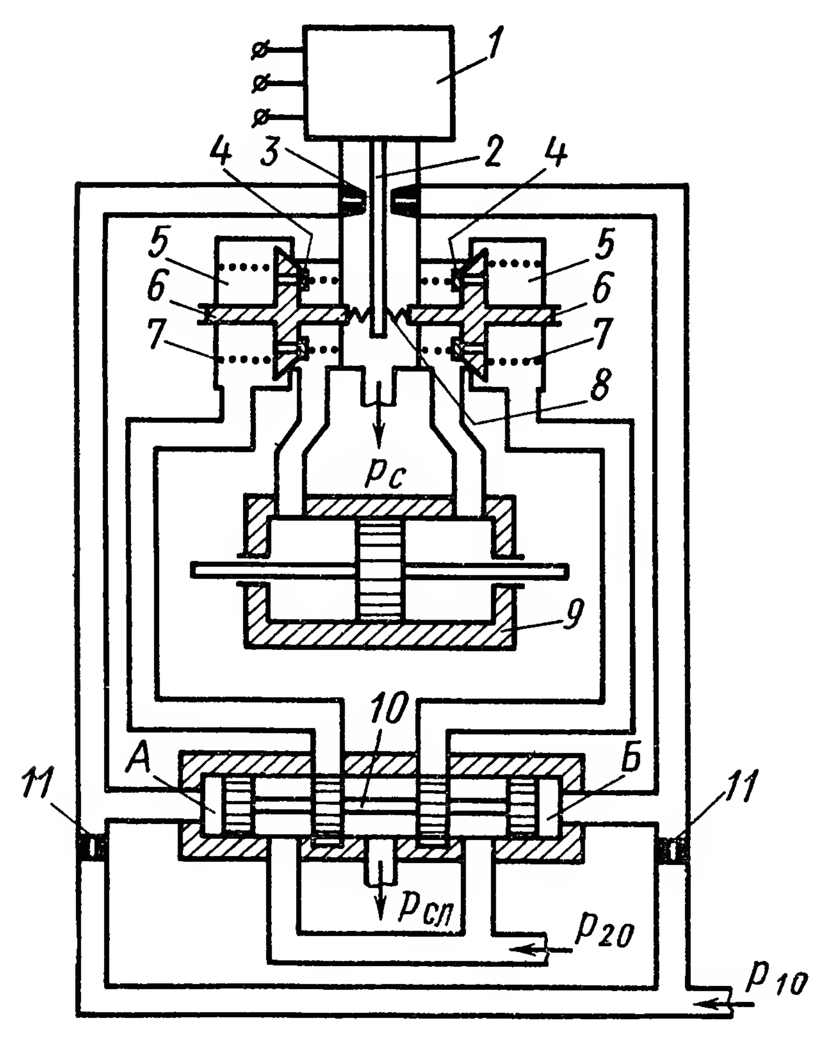


Рис. XIV.8. Принципиальная схема электрогидравлического сервомеханизма с ОС по расходу

Величину передаточного коэффициента данной отрицательной обратной связи к пружине задатчика можно изменять путем перемещения оси вращения рычага *6* или перестановки корректора *4* струйной трубки (рис. XIV.7). Для того чтобы сохранить возможность работы автоматического регулятора при больших перемещениях поршня исполнительного гидравлического двигателя, в конструкции цилиндра ОС предусмотрена возможность перетекания рабочей жидкости из одной полости цилиндра в другую, минуя игольчатый дроссель. Это происходит тогда, когда поршень ОС приходит в крайние положения. В этих положениях связь прекращает свою работу.

В электрогидравлических сервомеханизмах, предназначенных для систем автоматического управления, нашли применение гибкие отрицательные обратные связи по расходу рабочей жидкости, поступающей от гидравлического усилителя к гидравлическому двигателю. Подобные связи представляют собой при некоторых допущениях простые (неинерционные) обратные связи, входной величиной которых можно считать скорость перемещения гидравлического двигателя.

Принципиальная схема электрогидравлического сервомеханизма с ОС по расходу изображена на рис. XIV.8 [2]. В начальном положении системы, когда управляющий сигнал в обмотках электромагнитного преобразующего элемента *1* равен нулю, заслонка *2* гидравлического усилителя первого каскада усиления находится в нейтральном положении между соплами *3*. Первый каскад усиления пита-

ется рабочей жидкостью от источника питания через дроссели *11*. Плунжер *10* золотника второго каскада усиления находится в этот момент также в нейтральном положении и поток рабочей жидкости к исполнительному гидравлическому двигателю *9* отсутствует.

При перемещении заслонки электромагнитным преобразующим элементом, например, налево возникает перепад давлений рабочей жидкости в междроссельных камерах *А* и *Б* и плунжер золотника начинает двигаться направо. В этом случае рабочая жидкость от источника питания второго каскада усиления через проходные сечения в золотнике и левый расходомер *5* поступает в левую полость исполнительного гидравлического двигателя, а из правой его полости через правый расходомер и проходные сечения в золотнике поступает на слив. Расходомеры *5* пропускают рабочую жидкость в обоих направлениях. В одну сторону жидкость может двигаться через обратные клапаны *4*, в другую сторону — через проходное сечение, образованное седлом в корпусе и подвижной частью *6* расходомера, сжимая при этом пружину *7*. Подвижные части расходомеров соединены при помощи пружин *8* ОС с заслонкой. При движении жидкости через расходомер на заслонке возникает усилие, обратное по знаку силовому воздействию на нее электромагнитного преобразующего элемента и пропорциональное расходу рабочей жидкости, который поступает в исполнительный гидравлический двигатель с выхода гидравлического усилителя (если пренебречь осевой гидродинамической силой на плунжере золотника). При движении рабочей жидкости к исполнительному гидравлическому двигателю через левый расходомер его обратные клапаны открыты и подвижная часть расходомера прижата пружиной к седлу в корпусе. В это время в правом расходомере обратные клапаны закрыты, а под действием напора рабочей жидкости подвижная часть расходомера отходит от седла, пропуская поток жидкости и растягивая правую пружину ОС. Под действием усилия пружины обратной связи заслонка начинает перемещаться направо до тех пор, пока не возвратится в нейтральное положение. В таком положении момент, созданный электромагнитным преобразующим элементом, будет уравновешен моментом, созданным усилием пружины ОС.

В результате действия ОС по расходу каждому управляющему сигналу будет соответствовать определенная деформация пружины обратной связи и определенное положение подвижной части расходомера, следовательно, и определенный расход рабочей жидкости к исполнительному гидравлическому двигателю, а значит и определенная скорость его движения. Изменение внешней нагрузки на исполнительный гидравлический двигатель вызывает изменение его скорости перемещения, и, конечно, расхода рабочей жидкости через расходомер. Это, в свою очередь, приводит к перемещению подвижной части расходомера, изменению усилия пружины ОС и перемещению заслонки в новое положение, изменяющее перепад давлений в междроссельных камерах *А* и *Б*. Плунжер золотника при этом начи-

нает перемещаться до тех пор, пока не установится расход рабочей жидкости, соответствующий входному сигналу. Таким образом, в некоторых пределах скорость перемещения исполнительного гидравлического двигателя оказывается не зависящей от внешней нагрузки на него.

Введение ОС по расходу в электрогидравлических сервомеханизмах с несколькими каскадами усиления значительно облегчает разработку, создание и эксплуатацию гидравлических усилителей, особенно их последних ступеней усиления. Если последние каскады усиления выполнены в виде золотников, то точность их изготовления, наличие перекрытий и форма проходных сечений окон в гильзе не оказывают влияния на статические характеристики. Кроме того, при изменении давления питания рабочей жидкостью коэффициент усиления по расходу сохраняется почти неизменным, утечки рабочей жидкости в нейтральном положении гидравлического усилителя с золотником могут быть уменьшены за счет выбора соответствующего положительного перекрытия, а увеличение радиального зазора при большем положительном перекрытии (без увеличения утечек) снижает влияние высокой температуры окружающей среды и загрязненности рабочей жидкости на надежность работы сервомеханизма.

Иногда обратные связи по давлению ухудшают статические свойства электрогидравлических сервомеханизмов. Для устранения этого недостатка в электрогидравлических сервомеханизмах непрерывного действия применяются ОС по производной от перепада давлений, созданного нагрузкой на гидравлический двигатель. Эти связи называют также обратными связями по динамическому давлению. Основой ОС по производной от перепада давления является гидравлический фильтр, показанный на рис. XIV.9. При любом установившемся давлении p_i на входе в фильтр, его поршень *1* неподвижен и занимает положение, определяемое давлением p_i, давлением $p_к$ на выходе ОС (в междроссельной камере *К*) и жесткостью пружин *2*, центрирующих поршень. При этом давление $p_к$ не зависит от давления p_i, а обусловлено только геометрией дросселей *3* и *4* и давлениями p_0 питания сервомеханизма и $p_{сл}$ слива. Такая же картина работы фильтра имеет место и при медленном изменении давления p_i, т. е. при низких частотах. При быстрых изменениях давления p_i, т. е. при высоких частотах, давление $p_к$ уже зависит от давления p_i, изменение давления $p_к$ становится соизмеримым с изменением давления p_i. В результате на низких частотах изменения входного давления ОС по производной от перепада давлений, содержащая описанный гидравлический фильтр, не работает. Она реагирует лишь на изменения входного давления с высокой частотой, т. е. ОС по производной от перепада давлений работает только в переходных режимах на частотах, близких к резонансной частоте электрогидравлического сервомеханизма.

На рис. XIV.10 изображена принципиальная схема электрогидравлического сервомеханизма с обратной связью по производной от

перепада давлений. При перемещении электрическим преобразующим элементом 1 заслонки 2 первого каскада усиления относительно сопел 3 изменяется давление рабочей жидкости в междроссельных камерах А и Б. Плунжер 4 золотника второго каскада усиления приходит в движение, давая возможность рабочей жидкости поступить от источника питания через золотник в одну из полостей исполнительного гидравлического двигателя 6. Из другой его полости рабочая жидкость идет на слив. Выходные линии второго каскада усиления сообщаются с гидравлическими фильтрами 5. Междроссельные камеры К последних представляют собой единое целое с камерами В и Г. При высокочастотных колебаниях давлений рабочей жидкости в полостях исполнительного гидравлического двигателя происходит изменение давлений в междроссельных камерах К. Давления в камерах К, являясь выходными величинами ОС, создают дополнительные силы на торцах плунжера золотника, находящихся в камерах В и Г, и заставляют плунжер перемещаться в сторону, противоположную первоначальному направлению движения. Таким образом, перемещение плунжера есть результат суммирования на нем воздействия входного сигнала и воздействия обратной связи. В установившихся режимах работы сервомеханизма давления рабочей жидкости в междроссельных камерах К равны между собой и ОС по производной от перепада давлений не оказывает влияния на статические свойства электрогидравлического сервомеханизма.

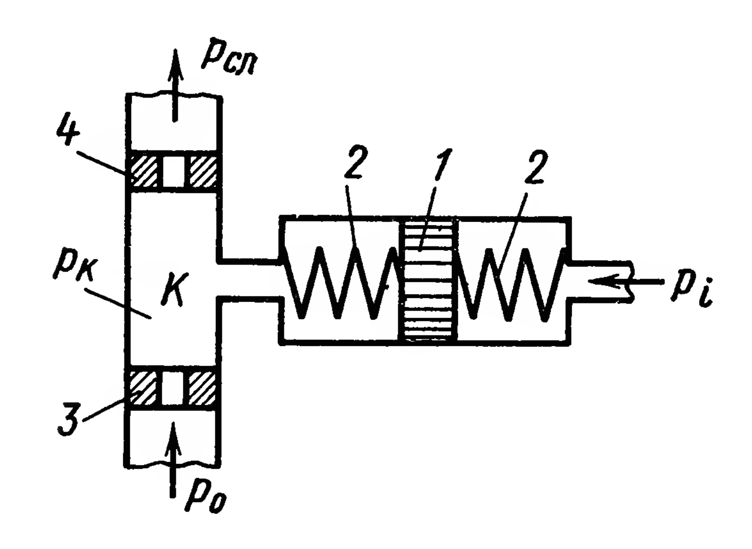


Рис. XIV.9. Схема гидравлического фильтра

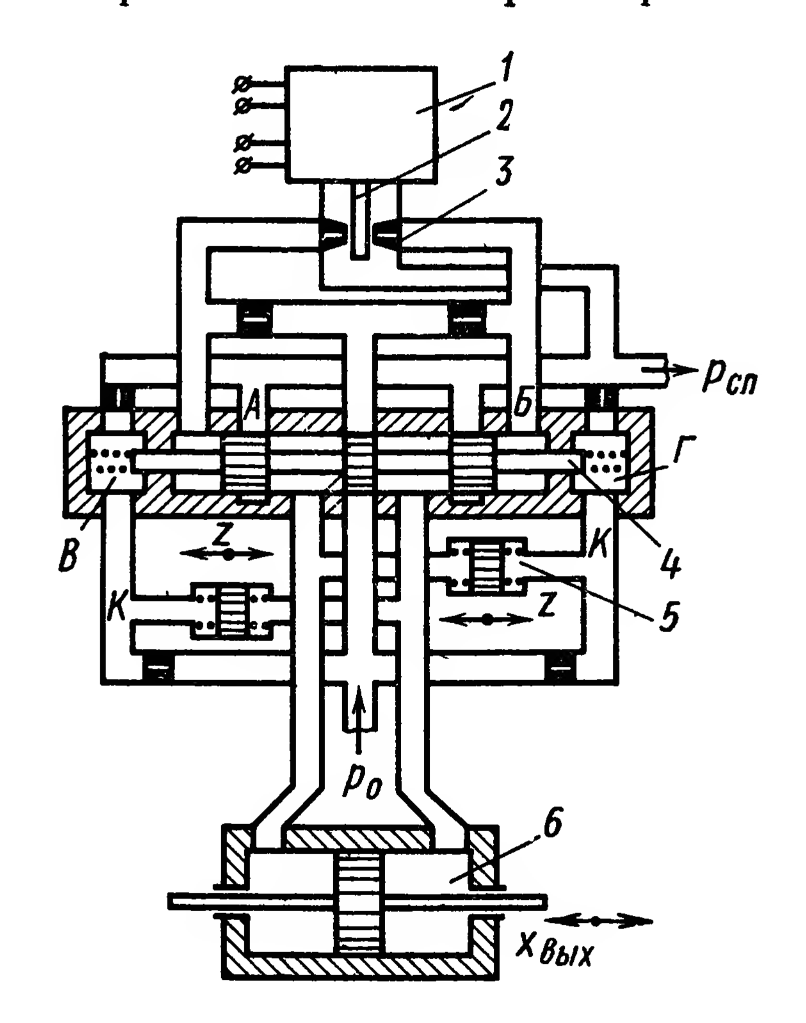


Рис. XIV.10. Принципиальная схема электрогидравлического сервомеханизма с ОС по производной от перепада давлений

Рассмотренный гидравлический фильтр ОС по перепаду давлений описывается уравнениями

$$\left.\begin{aligned} m_z\ddot{z} &= (p_i - p_к) F_z - q_z\dot{z} - c_z z; \\ Q_3 + Q_z &= Q_4 + Q_x, \end{aligned}\right\} \qquad (XIV.17)$$

где m_z и F_z — масса и площадь поршня гидравлического фильтра;
z — перемещение поршня фильтра;
q_z — коэффициент вязкого трения поршня фильтра;
c_z — жесткость пружин фильтра;
Q_3 и Q_4 — расходы рабочей жидкости соответственно через дроссели 3 и 4 (см. рис. XIV.9);
Q_z и Q_x — объемы, описываемые при движении поршнем фильтра и плунжером золотника при воздействии на него давления $p_к$.

Если пренебречь массой m_z, вязким трением, расходом Q_x в силу его малости по сравнению с другими расходами, давлением $p_{сл}$ на линии слива, представить расходы Q_3 и Q_4 в линеаризованном виде

$$Q_3 = k_3 (p_0 - p_к); \quad Q_4 = k_4 p_к, \qquad (XIV.18)$$

а расход Q_z записать в форме

$$Q_z = F_z \dot{z}, \qquad (XIV.19)$$

то совместное решение уравнений (XIV.17) и (XIV.18) приведет к уравнению

$$T_{ос} \dot{p}_к + p_к = K_z + T_{ос} \dot{p}_i, \qquad (XIV.20)$$

где

$$T_{ос} = \frac{F_z^2}{c(k_3 + k_4)}; \quad K_z = \frac{k_3}{k_3 + k_4} p_0. \qquad (XIV.21)$$

Уравнение (XIV.20) является приближенным линеаризованным уравнением гидравлического фильтра ОС по перепаду давлений.

3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ

Кроме рассмотренных выше гидравлических и механических обратных связей, в электрогидравлических системах управления находят применение и электрические обратные связи, включаемые между гидравлическими и электрическими элементами. Как правило, электрические ОС используются тогда, когда элементы электрогидравлической системы разнесены в пространстве на значительное расстояние. В этом случае ОС чисто гидравлического типа в силу большой протяженности уступают электрическим связям по ряду конструктивных, статических, динамических и эксплуатационных показателей.

В электрогидравлических системах регулирования широко используются электрические ОС по положению подвижных частей гидравлических двигателей или самих объектов управления (потенциометрические обратные связи различных видов), по скорости перемещения гидравлических двигателей или объектов управления (ОС тахогенераторного вида), по давлению и по производной от перепада давлений (ОС с преобразованием перепада давлений в электрическую величину при помощи различных преобразователей и дифференцирующих ячеек). При этом обычно выходная величина

электрической ОС заводится на электрический преобразующий элемент или электрический усилитель, имеющиеся в электрогидравлической системе регулирования. В последнем варианте электрическая обратная связь является главной ОС, создающей основной замкнутый контур. Примером может служить структурная схема электрогидравлического привода с дроссельным управлением, приведенная на рис. XIV.11.

Рассматривая ОС, необходимо подчеркнуть, что все описанные выше связи являются средствами коррекции динамических свойств

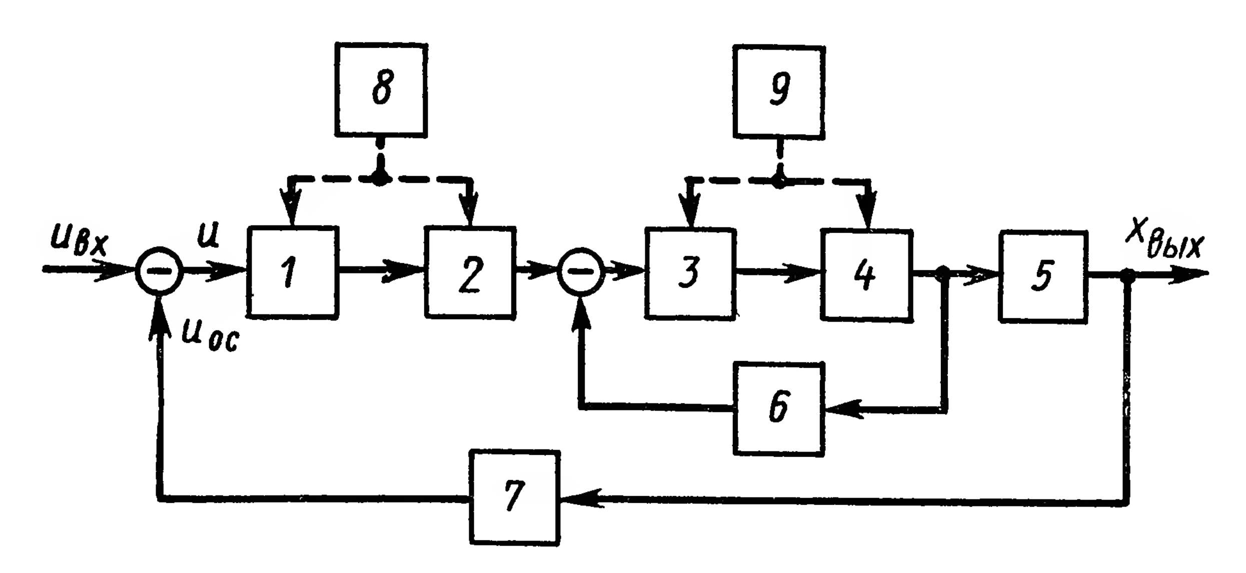


Рис. XIV.11. Структурная схема электрогидравлического привода с дроссельным управлением:

1 — электрический усилитель; *2* — электрический преобразующий элемент; *3* — первый гидравлический каскад усиления; *4* — второй гидравлический каскад усиления; *5* — гидравлический двигатель; *6* — внутренняя ОС между первым и вторым гидравлическими каскадами усиления; *7* — главная электрическая ОС; *8* — источник электрического питания; *9* — источник гидравлического питания

гидравлических или электрогидравлических систем. Подобные связи вводятся в структуру искусственно в отличие от обратных связей, существование которых обусловлено принципами действия гидравлических элементов, как это имеет место, например, в двухкаскадных гидравлических усилителях.

Как можно было заметить, все рассмотренные выше ОС между гидравлическими элементами представляют собой параллельные корректирующие устройства. Последовательные корректирующие устройства (преимущественно в виде дифференцирующих звеньев электрического типа) также находят свое применение в гидравлических системах регулирования.

4. ЖЕСТКИЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ПНЕВМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

В автоматических системах управления, имеющих пневматические элементы, в качестве корректирующих звеньев также применяются как жесткие, так и гибкие отрицательные обратные связи.

На рис. XIV.12 приведена упрощенная принципиальная схема жесткой ОС, применяющейся в пневматических системах автоматического регулирования.

Выходная линия пневматического усилителя сопло — заслонка соединена не только с исполнительным пневматическим двигателем, но и с камерой *1* ОС, в которой находится сильфон *2*. Донышко сильфона жестко связано с тягой *3*, шарнирно сочлененной другим своим концом с рычагом *4*. К рычагу *4* присоединены также шток *5* чувствительного элемента и заслонка *7* пневматического усилителя.

Чувствительный элемент перемещает заслонку *7* относительно сопла *6*, поворачивая рычаг *4* вокруг точки *Б*. Воздействие чувствительного элемента на пневматический усилитель вызывает изменение давления в его выходной линии и перемещение донышка сильфона и тяги обратной связи. Это приводит к повороту рычага *4*

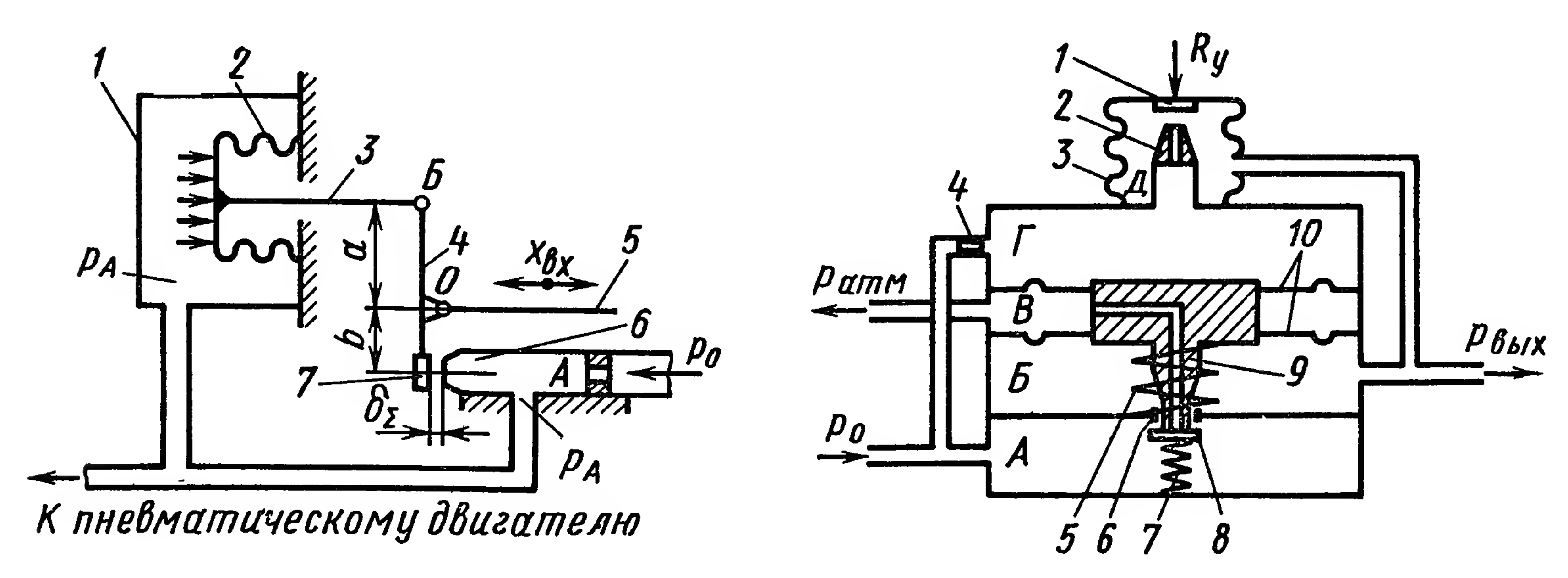


Рис. XIV.12. Принципиальная схема пневматического усилителя с жесткой ОС

Рис. XIV.13. Принципиальная схема двухкаскадного пневматического усилителя с жесткой ОС

вокруг оси *О* и к перестановке заслонки в сторону, противоположную основному входному воздействию. Таким образом, рассматриваемая ОС, которая охватывает пневматический усилитель, действует как отрицательная обратная связь.

В виду того, что каждому давлению p_A воздуха в выходной линии пневматического усилителя соответствует свое перемещение заслонки, данная связь является жесткой. Поэтому можно написать

$$x_{ос} = \frac{f}{c} p_A, \qquad \text{(XIV.22)}$$

или

$$x_{ос} = k_{ос} p_A, \qquad \text{(XIV.23)}$$

где $x_{ос}$ — выходная величина ОС (перемещение тяги *3*);

f — площадь донышка сильфона *2*;

c — жесткость сильфона;

$k_{ос}$ — передаточный коэффициент ОС.

В результате суммарное перемещение δ_Σ заслонки пневматического усилителя под действием чувствительного элемента и ОС будет

$$\delta_\Sigma = \frac{a+b}{a} x_{вх} - \frac{b}{a} x_{ос}, \qquad \text{(XIV.24)}$$

где $x_{вх}$ — перемещение штока чувствительного элемента;
a и b — плечи рычага 4.

На рис. XIV.13 изображена принципиальная схема пневматического усилителя, охваченного жесткой отрицательной обратной связью. Усилитель содержит два пневматических каскада усиления. Первый из них выполнен в виде заслонки 1, составляющей с донышком сильфона 3 одно общее целое, сопла 2 и дросселя 4 с постоянной площадью проходного сечения. Второй каскад усиления представляет собой шток-сопло 9, пружины 5, 7 и плоский клапан 8. Питание обоих каскадов усиления осуществляется от общего источника сжатого воздуха под давлением p_0. Однако расход воздуха, поступающего к первому каскаду усиления, ограничен дросселем 4, поэтому выходная мощность первого каскада усиления невелика. Основная масса воздуха поступает от источника питания ко второму каскаду усиления, что позволяет значительно увеличить выходную мощность усилителя. На управление усилителем затрачивается небольшая мощность, которую возможно найти как произведение усилия $R_у$ управления на скорость перемещения заслонки 1. В результате общий коэффициент усиления по мощности (отношение мощности потока сжатого воздуха на выходе усилителя к мощности, затрачиваемой на управление усилителем) достигает относительно большой величины.

Воздействие чувствительного элемента (или датчика) регулятора приводит к изменению усилия управления, пропорционально которому изменяется зазор δ между соплом 2 и заслонкой 1. При этом

$$\delta = \delta_0 \pm y, \qquad \text{(XIV.25)}$$

где δ_0 — начальный зазор между соплом и заслонкой;
y — ход сильфона 3, равный перемещению заслонки.

Изменение давления сжатого воздуха в камере Г, возникающее при перемещении заслонки 1 относительно сопла 2, вызывает прогиб мембран 10, перемещение шток-сопла 9 и изменение площади проходного сечения между клапаном 8 и его седлом 6, а следовательно, и расхода сжатого воздуха, поступающего в камеру Б усилителя. В результате изменяются расход и давление $p_{вых}$ воздуха на выходе усилителя. При значительном повышении давления в выходной линии усилителя вследствие каких-либо причин (например, внезапная остановка пневматического двигателя) мембраны 10 прогибаются вверх настолько, что клапан 8 садится на седло 6, а шток-сопло 9 отходит от клапана. В этот момент сжатый воздух выходит из камеры Б через внутренний канал в шток-сопле и камеру В в атмосферу, т. е. второй каскад усиления работает как обычный предохранительный клапан.

Давление воздуха, имеющееся на выходе усилителя, передается в камеру Д (внутреннюю полость сильфона 3), являющуюся камерой обратной связи. Усилие, созданное давлением $p_{вых}$ на донышке сильфона 3, направлено противоположно усилию управления и препят-

ствует перемещению заслонки *1* в сторону сопла *2*. Отсюда следует, что ОС является отрицательной, так как воздействие связи противоположно основному входному воздействию на усилитель. Кроме того, данная ОС является жесткой, поскольку перемещение заслонки (ход сильфона) определяется по выражению

$$y = \frac{R_у - p_{вых} f}{c}, \qquad (XIV.26)$$

где f — площадь донышка сильфона;

c — жесткость сильфона.

В результате введения ОС каждому входному воздействию (усилию управления) соответствует определенное давление $p_{вых}$ воздуха в выходной линии усилителя.

5. ГИБКИЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ПНЕВМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

На рис. XIV.14 изображена принципиальная схема пневмогидравлической гибкой обратной связи в пневматической системе автоматического регулирования. Связь этого типа выполнена в виде двух пар сильфонов *1*, *2* и *5*, *6*, внутренние полости *I* и *II* между которыми заполнены жидкостью *7* и сообщаются друг с другом через

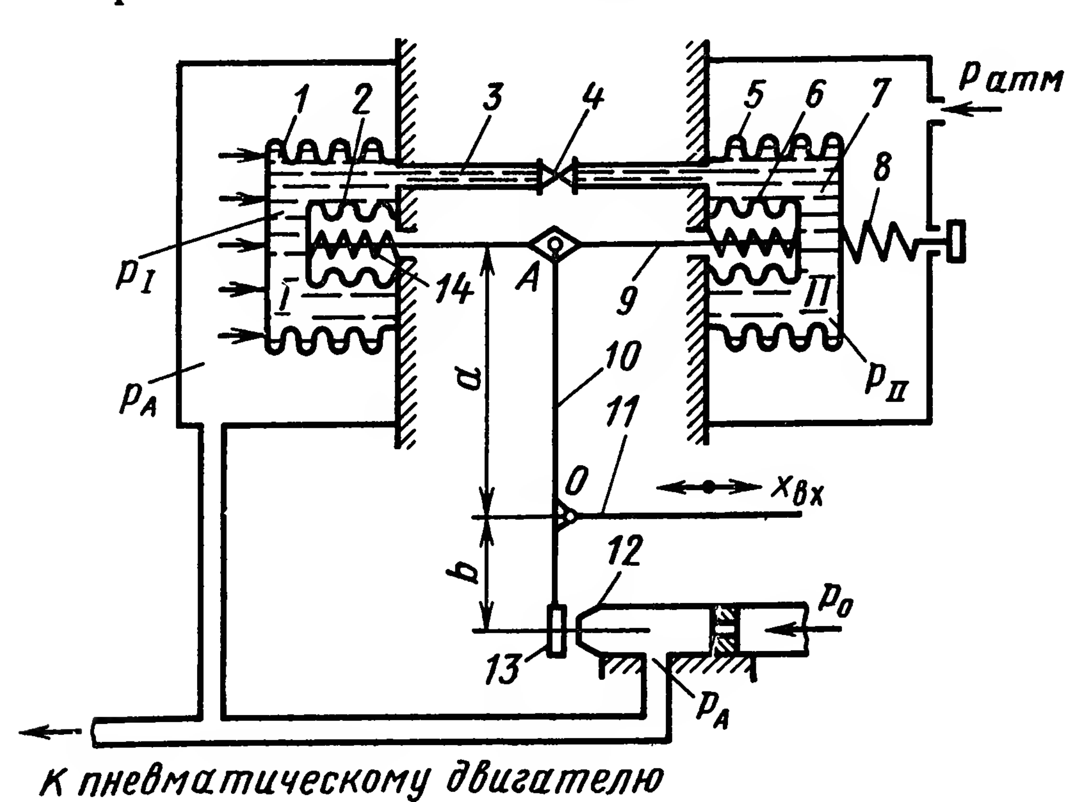


Рис. XIV.14. Принципиальная схема гибкой ОС в пневматической системе автоматического регулирования

трубопровод *3* и дроссель *4*. Донышки сильфонов *2* и *6* жестко соединены между собой штоком *9*, к которому в точке *А* присоединен рычаг *10*. В точке *О* рычага *10* закреплена тяга *11*, при помощи которой чувствительный элемент воздействует на заслонку *13* пневматического усилителя, перемещающуюся относительно сопла *12*. На донышко сильфона *5* опирается пружина *8*, а на донышки сильфонов *2* и *6* — дополнительные пружины *14*.

Чувствительный элемент перемещает заслонку *13*, поворачивая рычаг *10* вокруг точки *А*. Происходящее при этом изменение давления $P_А$ в выходной линии пневматического усилителя передается на сильфон *1*. Под действием силы, созданной перепадом давлений снаружи и внутри сильфона *1*, донышко его начинает перемещаться.

В этот первоначальный момент связь работает как жесткая обратная связь, т. е. движение донышка сильфона *1* вызывает перемещение донышек сильфонов *2*, *6* и *5* и сжатие или растяжение пружины *8*. Одновременно шток *9* поворачивает рычаг *10* вокруг точки *O*, создавая движение заслонки в сторону, противоположную воздействию чувствительного элемента. Это показывает, что рассматриваемая связь является отрицательной обратной связью, охватывающей пневматический усилитель сопло — заслонка.

Далее начинается перетекание рабочей жидкости из одной полости между сильфонами в другую через трубопровод *3* и дроссель *4*. В этом случае перемещение точки *A* штока *9*, а следовательно, и заслонки *13* уже будет зависеть от скорости изменения давления p_A, т. е. будет являться функцией производной $\dot{p}_A$. Покажем, что это действительно так. Рассмотрим движение отдельных деталей, составляющих связь, пренебрегая их массами, т. е. не учитывая силы инерции. Для конкретности предположим, что происходит увеличение давления p_A в выходной линии усилителя. В этом случае для штока *9* совместно с сильфонами *2* и *6* можно написать

$$p_{I} f = p_{II} f + 2 c x_{oc}, \qquad \text{(XIV.27)}$$

где p_I и p_{II} — давления жидкости соответственно в полостях *I* и *II*;
f — площадь донышек внутренних сильфонов *2* и *6*;
c — коэффициент жесткости внутренних сильфонов *2* и *6* совместно с пружинами *14*;
x_{oc} — перемещение донышек внутренних сильфонов *2* и *6* и точки *A* штока *9*.

Из уравнения (XIV.27) имеем

$$p_I - p_{II} = \frac{2c}{f} x_{oc}. \qquad \text{(XIV.28)}$$

Сильфоны *1* и *5* находятся в равновесии, когда выполняются условия

$$p_A F = p_I F + c_1 z; \qquad \text{(XIV.29)}$$

$$p_{атм} F = p_{II} F - (c_1 + c_2) z, \qquad \text{(XIV.30)}$$

где F — площадь донышек наружных сильфонов *1* и *5*;
c_1 — коэффициент жесткости сильфонов *1* и *5*;
c_2 — коэффициент жесткости пружины *8*;
z — перемещение донышек сильфонов *1* и *5*.

Донышки сильфонов *1* и *5* перемещаются на одинаковую величину, так как вытесняемый из камеры *I* объем жидкости равен объему, поступающему в камеру *II*. Перемещения донышек сильфонов *2* и *6* также одинаковы, так как они связаны жестким штоком.

Вычитая из равенства (XIV.29) равенство (XIV.30), получим

$$p_A - p_{атм} = p_I - p_{II} + \frac{(2c_1 + c_2)}{F} z. \qquad \text{(XIV.31)}$$

Разрешим равенство (XIV.31) относительно величины z, подставив в него значение перепада давлений $p_{\text{I}} - p_{\text{II}}$ из уравнения (XIV.28). Тогда

$$z = \frac{(p_{\text{А}} - p_{\text{атм}}) F}{2c_1 + c_2} - \frac{2cF}{(2c_1 + c_2) f} x_{\text{ос}}. \qquad \text{(XIV.32)}$$

Для потока жидкости, перетекающей при работе данной обратной связи из камеры *I* в камеру *II*, можно записать уравнение неразрывности в виде

$$F\dot{z} - f\dot{x}_{\text{ос}} = f_{\text{т}} v, \qquad \text{(XIV.33)}$$

где $f_{\text{т}}$ — площадь поперечного сечения соединительного трубопровода *3*;

v — скорость движения жидкости в трубопроводе *3*.

Перепад давлений, имеющихся на входе (p_{I}) и на выходе (p_{II}) соединительного трубопровода *3*, расходуется на преодоление гидравлических сопротивлений движению жидкости со скоростью v. Поэтому можно записать

$$p_{\text{I}} - p_{\text{II}} = (h_{\text{т}} + h_{\text{м}}) \gamma, \qquad \text{(XIV.34)}$$

где $h_{\text{т}}$ и $h_{\text{м}}$ — потери энергии потока жидкости соответственно на трение в трубопроводе *3* и на местные сопротивления в дросселе *4*;

γ — удельный вес жидкости.

Потери энергии потока на трение по длине можно представить в виде

$$h_{\text{т}} = \lambda \frac{l}{d} \cdot \frac{v^2}{2g}, \qquad \text{(XIV.35)}$$

где λ — коэффициент трения;

l — длина соединительного трубопровода;

d — внутренний диаметр соединительного трубопровода;

g — ускорение силы тяжести.

Потери энергии потока на местные сопротивления равны

$$h_{\text{м}} = \zeta \frac{v^2}{2g}, \qquad \text{(XIV.36)}$$

где ζ — коэффициент местного сопротивления дросселя *4*, отнесенный к скорости движения жидкости в трубопроводе и зависящий от открытия дросселя.

Потери энергии потока жидкости, возникающие при ее движении в дросселе, можно заменить эквивалентными потерями на трение о внутреннюю поверхность соединительного трубопровода с некоторой фиктивной длиной:

$$l_{\text{э}} = \frac{\zeta d}{\lambda}, \qquad \text{(XIV.37)}$$

где $l_{\text{э}}$ — эквивалентная длина трубопровода (с диаметром d), в котором потери энергии потока на трение по длине равны потерям энергии потока в дросселе.

В этом случае

$$p_{\rm I}-p_{\rm II}=\lambda\left(\frac{l+l_э}{d}\right)\frac{\rho v^2}{2}, \qquad (XIV.38)$$

или, если обозначить через $L = l + l_э$ и назвать эту величину приведенной длиной, то

$$p_{\rm I}-p_{\rm II}=\lambda\frac{L}{d}\cdot\frac{\rho v^2}{2}, \qquad (XIV.39)$$

где ρ — плотность рабочей жидкости.

Обычно в соединительном трубопроводе имеет место ламинарный режим движения жидкости, когда $\lambda=\frac{64}{\rm Re}$.

Так как число Рейнольдса при движении жидкости в круглом трубопроводе

$${\rm Re}=\frac{vd\rho}{\mu}, \qquad (XIV.40)$$

где μ — динамический коэффициент вязкости жидкости, то подстановка коэффициента λ и выражения (XIV.40) в формулу (XIV.39) дает

$$p_{\rm I}-p_{\rm II}=\frac{32\mu L}{d^2}v. \qquad (XIV.41)$$

Все постоянные величины, стоящие в выражении (XIV.41) перед скоростью v, можно объединить в одну постоянную

$$k=\frac{32\mu L}{d^2}, \qquad (XIV.42)$$

тогда

$$p_{\rm I}-p_{\rm II}=kv. \qquad (XIV.43)$$

При изменении площади проходного сечения дросселя *4* изменяется величина коэффициента k, так как он зависит от коэффициента ζ местного сопротивления дросселя. Это приводит к тому, что при том же самом перепаде давлений $p_{\rm I} - p_{\rm II}$ изменяется скорость v перетекания жидкости из камеры *I* между сильфонами в камеру *II*. Коэффициент k является одним из параметров настройки рассматриваемой гибкой обратной связи. При полностью закрытом дросселе *4* данная связь работает как жесткая отрицательная обратная связь.

Подстановка перепада давлений из равенства (XIV.28) в равенство (XIV.43) дает

$$v=\frac{2c}{fk}x_{\rm oc}. \qquad (XIV.44)$$

Дифференцируем выражение (XIV.32) по времени t, в результате

$$\dot z=\frac{F}{2c_1+c_2}\dot p_{\rm A}-\frac{2cF}{(2c_1+c_2)f}\dot x_{\rm oc}.$$

Подставляя в уравнение неразрывности (XIV.33) найденную производную и скорость v, получим

$$\frac{F^2}{2c_1+c_2}\dot{p}_A - \frac{2cF^2}{(2c_1+c_2)f}\dot{x}_{oc} - f\dot{x}_{oc} = \frac{2cf_т}{fk}x_{oc}. \qquad (XIV.45)$$

Далее, выполнив несложные преобразования, найдем

$$T_{oc}\dot{x}_{oc} + x_{oc} = K_{oc}\dot{p}_A, \qquad (XIV.46)$$

где

$$T_{oc} = \left(\frac{2cF^2}{2c_1+c_2} + f^2\right)\frac{k}{2cf_т}; \qquad (XIV.47)$$

$$K_{oc} = \frac{F^2 fk}{(2c_1+c_2)\,2cf_т}. \qquad (XIV.48)$$

Согласно уравнению (XIV.46) передаточная функция гибкой обратной связи будет

$$W_{oc}(s) = \frac{x_{oc}}{p_A} = \frac{K_{oc}}{Ts+1}. \qquad (XIV.49)$$

Уравнение (XIV.49) показывает, что рассмотренная пневмогидравлическая ОС является гибкой связью изодромного типа. По этой причине постоянная T_{oc} в уравнении (XIV.46) носит название постоянной времени изодрома.

В результате воздействия чувствительного элемента и ОС суммарное перемещение δ_Σ заслонки пневматического усилителя будет определяться формулой (XIV.24). Однако перемещение δ_Σ может быть найдено по выражению (XIV.24) только после того, как переменная x_{oc} будет определена из уравнения (XIV.46).

6. СЛОЖНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ПНЕВМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

За последние годы разработаны новые комплексы пневматических элементов автоматики, из которых возможно формировать различные пневматические регуляторы и иные автоматические устройства. Эти комплексы состоят из отдельных блоков, каждый из которых выполняет определенные функции. Некоторые блоки содержат в себе пневматические ОС.

Рассмотрим еще один пример применения обратных связей в пневматических устройствах, используемых в автоматических системах управления. На рис. XIV.15 показана принципиальная схема так называемого блока предварения пневматической агрегатной унифицированной системы (АУС) [1,6]. Он предназначен для создания пропорционально-дифференциального (ПД) закона регулирования, т. е.

$$p_{вых} = p_{вх} + T_1\dot{p}_{вх}, \qquad (XIV.50)$$

где $p_{вых}$ и $p_{вх}$ — давления сжатого воздуха соответственно на выходе и входе блока;

T_1 — постоянная времени дифференцирования.

Согласно уравнению (XIV.50) в статических режимах давление воздуха на выходе блока равно давлению на входе, а в переходных режимах изменение давления воздуха на выходе блока пропорционально как входному давлению, так и скорости его изменения.

Камеры *А*, *Б*, *В*, *Г* (рис. XIV.15) представляют вместе двухкаскадный пневматический усилитель мощности; камера *Д* является камерой жесткой отрицательной обратной связи; камера *Е* — камера входного (управляющего) сигнала; камера *Ж* (камера предварения) совместно с дросселем *10* составляют инерционную жесткую ОС и, наконец, камера *З* — это камера жесткой положительной обратной связи.

Изменение давления $p_{вх}$ воздуха в камере *Е* вызывает перемещение штока с заслонкой *2* относительно сопла *1*. Это приводит к изме-

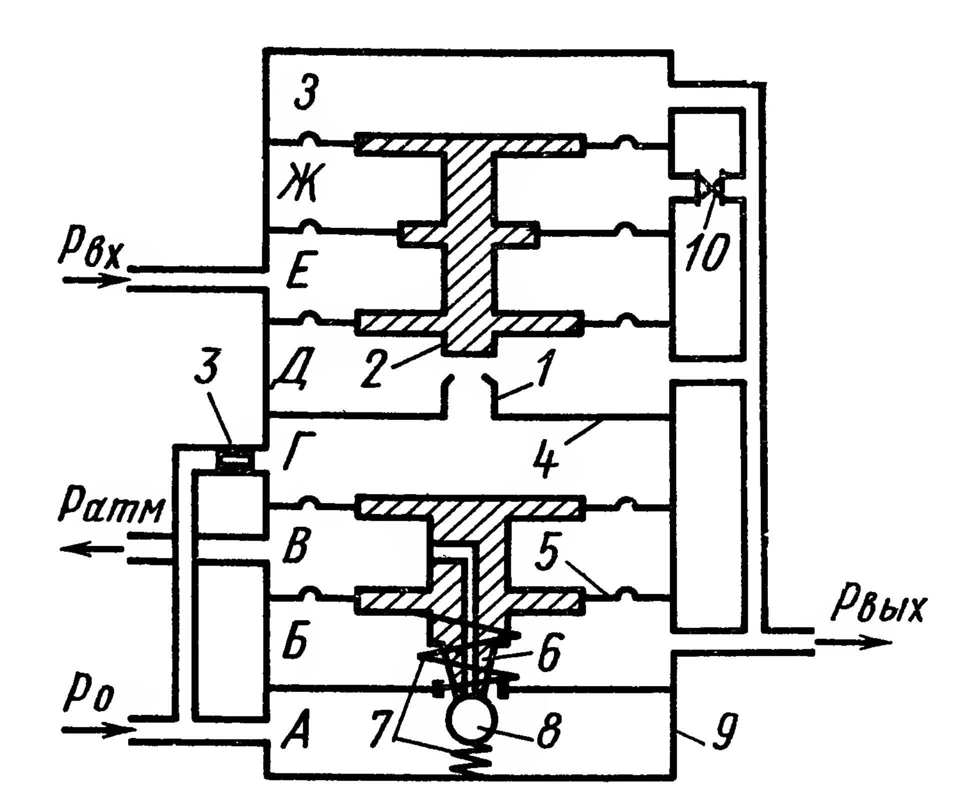


Рис. XIV.15. Принципиальная схема блока предварения пневматической агрегатной унифицированной системы:

1 — сопло; *2* — заслонка; *3* — дроссель с постоянной площадью проходного сечения; *4* — жесткие перегородки; *5* — мембраны; *6* — шток-сопло; *7* — пружины; *8* — шариковый клапан; *9* — корпус; *10* — дроссель с переменной площадью сечения

нению давления в камере *Г*, перемещению шток-сопла *6* и шарикового клапана *8*. Проходное сечение между шариком и седлом изменяется и в результате изменяется давление $p_{вых}$ воздуха на выходе блока. В начальный момент блок работает как обычный усилитель со статическим коэффициентом усиления, равным $k_{ст} = \frac{p_{вых}}{p_{вх}}$. Величина коэффициента усиления $k_{ст}$ при открытом дросселе *10* равна единице, а при закрытом дросселе близка к десяти. Давление воздуха $p_{вых}$ на выходе блока передается в камеры *Д*, *Ж* и *З*. Однако из-за наличия дросселя *10* перед камерой *Ж* давление воздуха в этой камере устанавливается равным давлению на выходе не сразу, а по прошествии некоторого времени, называемого временем предварения. Это время является параметром настройки автоматического регулятора, в схему которого входит блок. Время предварения можно изменять путем изменения открытия дросселя *10*.

Приближенно изменение давления $p_ж$ сжатого воздуха в камере *Ж*, если считать процесс изменения состояния воздуха изотермическим, можно описать следующим уравнением:

$$V\,dp_ж = RT\gamma Q\,dt, \qquad \text{(XIV.51)}$$

где V — объем камеры *Ж*;

R — газовая постоянная;

T — абсолютная температура воздуха;

γ — средний удельный вес воздуха;

Q — объемный расход воздуха.

Принимая, что объемный расход воздуха через дроссель *10* прямо пропорционален имеющемуся в каждый момент времени перепаду давлений $p_{вых} - p_ж$ (ламинарный режим движения воздуха), получим

$$V dp_ж = \alpha (p_{вых} - p_ж)\, dt, \qquad (XIV.52)$$

где α — постоянный коэффициент пропорциональности.

Уравнение (XIV.52) можно записать также в виде

$$T_2 \dot{p}_ж + p_ж = p_{вых}, \qquad (XIV.53)$$

где T_2 — постоянная, равная

$$T_2 = \frac{V}{\alpha}. \qquad (XIV.54)$$

Через время T, примерно равное $3T_2$ и называемое временем предварения, давление воздуха в камере *Ж* сравняется с давлением воздуха на выходе блока, заслонка *2* займет несколько иное положение, чем в момент начала изменения давления воздуха на входе, а мембраны блока придут в новое положение равновесия. При открытом дросселе *10* новое равновесное положение наступает тогда, когда давление воздуха в камерах *Д*, *Ж* и *З* становится равным входному давлению $p_{вх}$.

Согласно уравнению (XIV.53) передаточная функция отрицательной обратной связи, образованной камерой *Ж* с дросселем *10*, равна

$$W_{ос}(s) = \frac{p_ж}{p_{вых}} = \frac{1}{T_2 s + 1}. \qquad (XIV.55)$$

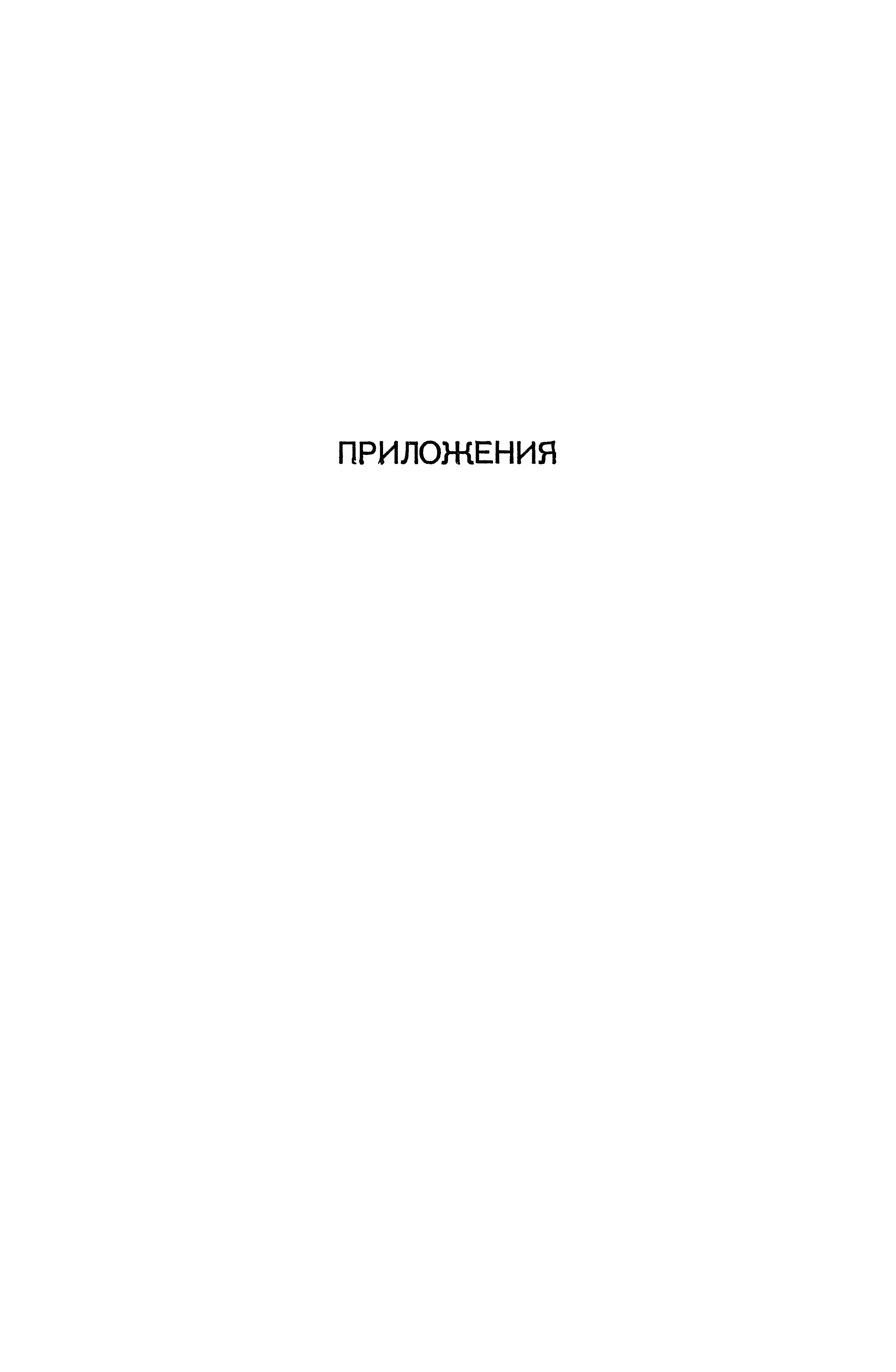
Подобная передаточная функция соответствует инерционной ОС в виде апериодического звена первого порядка. В результате структурная схема блока предварения может быть представлена идеализированно в виде усилительного звена с бесконечно большим коэффициентом усиления, охваченного инерционной ОС с передаточной функцией (XIV.55). В этом случае возникает закон регулирования, описываемый уравнением (XIV.50). В реальных условиях блок предварения создает закон регулирования, немного отличающийся от идеального пропорционально-дифференциального закона регулирования (XIV.50), так как ОС, введенная в блок, не дает чистого дифференцирования, а двухкаскадный пневматический усилитель совместно с отрицательной (камера *Д*) и положительной (камера *З*) обратными связями имеет коэффициент усиления, близкий к десяти. Такой коэффициент усиления определяется небольшой разностью

эффективных площадей мембран в камерах *Д* и *З* (эффективная площадь мембраны в камере *Д* лишь немного больше эффективной площади мембраны в камере *З*).

Итак, рассмотренные пневматические ОС представляют собой параллельные корректирующие устройства. При этом необходимо иметь в виду, что существуют и применяются и другие типы пневматических ОС. Кроме того, их использование не исключает, конечно, возможности введения в пневматические системы автоматического уравнения и последовательных корректирующих устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Березовец Г. Т., Малый А. Л., Наджафов Э. М.** Приборы пневматической агрегатной унифицированной системы и их использование для автоматизации производственных процессов. М , Гостоптехиздат, 1962, 214 с.
2. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления М., «Машностроение», 1967, 255 с.
3. **Льюис Э., Стерн Х.** Гидравлические системы управления М., «Мир», 1966, 407 с.
4. **Методы** улучшения характеристик гидравлических систем управления больших ракет «Вопросы ракетной техники», 1965, № 5, с. 65—90.
5. **Рузский Ю. Е.,** Гидравлические регуляторы. Основы автоматического управления Т III. М., Машгиз, 1963, с. 31—107.
6. **Рузский Ю. Е.,** Пневматические регуляторы Основы автоматического управления Т. III. М., Машгиз, 1963, с. 108—154.
7. **Темный В. П.,** Основы гидроавтоматики. М., «Наука», 1972, 224 с.



ПРИЛОЖЕНИЯ

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Корректирующие устройства с опережением по фазе и с

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0	
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_1 s+1}$	0	
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_2 s+1}$	0	
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_2 s+1}$	0	
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_2 s+1}$	0	
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_2 s+1}$	0	
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1 s+1}{T_2 s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}}$	

ПОСТОЯННОГО ТОКА

наибольшим наклоном, амплитудной характеристики + 20 дБ/дек

Таблица 1.1

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_1C_1	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_1}$; L_∞; ω; 20дб/дек
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	R_1C_1	$\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)T_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; L_∞; ω; 20дб/дек
$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$	R_1C_2	$R_1(C_1+C_2)$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; L_∞; ω; 20дб/дек
$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_2}+\frac{R_3}{R_1}}$	$\frac{R_1+R_2}{R_2+R_3}C_1$	$\left(R_1+\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}\right)C_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; L_∞; ω; 20дб/дек
$\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}}$	R_1C_1	$\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)T_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; L_∞; ω; 20дб/дек
1	R_1C_2	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}T_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; L_∞; ω; 20дб/дек

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
C_1, R_2, R_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
R_2, R_1, L_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
C_2, R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$
C_1, R_3, R_2, R_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}}$
R_3, C_1, R_2, R_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
L_2, R_2, L_1, R_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
R_4, C_1, R_3, R_2, R_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}}$

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_1C_1	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}T_1$	
1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	$R_1C_1L_0$	$\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	R_2C_1	$\dfrac{R_1+R_3}{R_1+R_2+R_3}T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}}$	$(R_2+R_3)C_1$	$\dfrac{R_1+\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}}{R_1+R_2}$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{L_2}{L_1}}$	$\dfrac{L_1}{R_1}$	$L_0\left(1+\dfrac{L_2}{L_1}\right)T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}+\dfrac{R_2R_4}{R_1(R_2+R_4)}}$	$(R_2+R_4)C_1$	$\dfrac{R_1+R_3+\dfrac{R_2R_4}{R_2+R_4}}{R_1+R_2+R_3}T_1$	

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s+1}{T_1\left(1+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_3}\right)s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)}$
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_2(T_1 s+1)s}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)+T_2\left(1+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]s+1}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{\left(T_1\frac{R_1}{R_1+R_2}s+1\right)T_2 s}{T_1T_2\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\frac{R_2}{R_1+R_2}s^2+\left[T_1\frac{R_2}{R_1}+T_2\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]\frac{R_2}{R_1+R_2}s+\frac{R_2}{R_1+R_2}}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{T_1T_2\left(1+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_3}\right)s^2+\left\{T_1\left[1+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_4}{R_3}\times\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\right]+T_2\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\right\}s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_3}}$

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_1}+\dfrac{R_4}{R_3}}$	R_1C_1	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T}$; $\frac{1}{T_a}$; L_0; L_∞; ω; 20дб/дек
1	R_3C_2	$\dfrac{R_1R_2}{R_2+R_3}C_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20дб/дек
$\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)\left(1+\dfrac{R_3}{R_1}\right)}$	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20дб/дек
$\dfrac{1+\dfrac{R_4}{R_3}}{1+\dfrac{R_4}{R_1}+\dfrac{R_4}{R_3}}$	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_b}$; L_0; L_∞; ω; 20дб/дек

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2s^2+(T_1+T_2)s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1T_2s^2+T_1s+1}{T_1T_2s^2+T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{\theta_г(s)}=K_гs$, где $K_г$ — постоянная тахогенератора	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{\theta_г(s)}=\frac{K_гs}{T_1s+1}$	0
	$W_к(s)=\frac{U_{вых}(s)}{\alpha(s)}=K_2s$ $K_2=\frac{J\Omega}{K_в}$, где $J\Omega$ — кинетический момент ротора; $K_в$ — коэффициент восстанавливающего момента	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{KTs}{Ts+1}$	0

Продолжение табл. 1.1

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_2C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	
1	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	
∞	—	—	
$\frac{K_г R_1}{L_2}$	$\frac{L_2}{R_1+R_2}$	—	
∞	—	—	
K	$\frac{L_1}{R_1}$	—	

Корректирующие устройства с опережением по фазе и с

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0	
e_1, C_2, R_2, C_1, R_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=$ $=\frac{T_1T_2s^2}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	0	
e_1, R_3, C_2, R_2, C_1, R_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=$ $=\frac{T_1T_2s^2}{T_1T_2s^2\left[1+\frac{R_3(R_1+R_2)}{R_1+R_2}\right]+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]s+1}$	0	
e_1, C_1, R_1, L_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=$ $=\frac{T_1s(T_2s+1)}{T_1T_2s^2+T_1s+1}$	0	
e_1, R_2, L_2, C_1, R_1, L_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=$ $=\frac{T_1s(T_2s+1)}{T_1T_2s^2\left(1+\frac{L_2}{L_1}\right)+T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)s+1}$	0	
R_2, C_2, e_1, C_1, R_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=$ $=\frac{T_1\frac{C_2}{C_1}s\left(T_2\frac{C_1}{C_2}s+1\right)}{T_1T_2s^2+\left(T_1\frac{C_2}{C_1}+T_2\right)s+1}$	0	
C_2, C_1, e_1, R_4, R_2, R_3, R_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=$ $=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2s^2+\left\{T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\left[1+\frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1R_2}\right]\right\}s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_4(R_1+R_2+R_3)}{R_1R_2}}$	

наибольшим наклоном амплитудной характеристики + 40 дБ/дек

Таблица 1.2

L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_1C_1	R_2C_2	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 40дб/дек; 20
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3(R_1+R_2)}{R_1R_2}}$	R_1C_1	R_2C_2	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 40дб/дек; 20
1	R_1C_1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20дб/дек; 40; 20
$\dfrac{1}{1+\dfrac{L_2}{L_1}}$	R_1C_1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20дб/дек; 40; 20
1	R_1C_1	R_2C_2	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20дб/дек; 40; 20
1	R_4C_2	R_3C_1	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; L_0; ω; 20дб/дек; 40; 20

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1T_2(T_3s+1)s^2}{T_1T_2T_3s^2+\left[T_1\left(T_2+T_3\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2T_3\right]\times s+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	0
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1s(T_2s+1)(T_3s+1)}{T_1T_2T_3s^3+T_1(T_2+T_3)s^3+\left[T_1+T_2\left(1+\dfrac{C_2}{C_1}\right)\right]s+1}$	0
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1T_2s^2+\left(T_1\dfrac{R_2}{R_3}+T_2\dfrac{R_1}{R_1+R_3}\right)s+L_0}{T_1T_2s^2+\left[T_1+T_2\left(1+\dfrac{C_1}{C_2}\right)\right]s+1}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}}$
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left[1+\dfrac{(R_1+R_2)R_5}{R_1R_3}\right]s^2+\left\{T_1\left[1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{(R_1+R_2+R_3)R_5}{R_1R_5}\right]+T_2\times\left[1+\dfrac{(R_1+R_3)(R_4+R_5)}{R_3R_5}\right]\right\}s+\dfrac{1}{L_0}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{(R_1+R_2+R_3)(R_4+R_5)}{R_1R_3}}$
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{\theta_г(s)}=\dfrac{T_2K_гs^2}{T_2T_3s^2+(T_1+T_2)s+1}$	0

L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_1C_1	R_2C_2	$\frac{L_1}{R_2}$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; $\frac{1}{T_3}$; $\frac{1}{T_c}$; L_∞; ω; 40дб/дек; 20; 20
1	$R_1(C_1+C_2)$	$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}R_2$	$\frac{L_1}{R_1}$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_c}$; L_∞; ω; 20дб/дек; 40; 20; 20
1	$\frac{R_1R_3}{R_1+R_3}C_1$	R_3C_2	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; $\frac{1}{T_a'}$; $\frac{1}{T_b'}$; L_∞; ω; L_0; 20дб/дек; 40; 20
$\frac{1}{1+\frac{(R_1+R_3)R_5}{R_1R_3}}$	R_4C_2	R_2C_1	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; L_0; 20дб/дек; 40; 20
$\frac{K_гR_1}{L_1}$	$R_гC_1$	R_1C_1	$\frac{L_г}{R_1}$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 40дб/дек; 20

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\frac{E_1(s)}{\theta(s)}=K_р(T_1s+1)s,$ где $K_р=\frac{K_eR_3}{R_2+R_3}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_c(s)}{\theta(s)}=\frac{K_р(T_1s+1)s}{T_2s+1},$ где $K_р=\frac{K_eR_3}{R_2+R_3}$	0
	$\frac{T_1T_2(T_3s+1)(T_4s+1)s^2}{T_1T_2T_3T_4s^4+[T_1T_3T_4\times(1+\frac{R_2}{R_4})+T_1T_2T_3+T_1T_2T_4+T_1T_3T_4\frac{R_2}{R_3}]\times s^2+[T_1T_3(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3})+T_2T_3(1+\frac{R_1}{R_3})+T_3T_4\frac{R_1}{R_3}+T_1T_2+T_1T_4]s^2+[T_1(1+\frac{R_2}{R_1}+T_3(1+\frac{R_1}{R_3})+T_3]s+1}$	0

Корректирующие устройства с запаздыванием по фазе и

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{1}{T_1s+1}$	1

Продолжение табл. 1.2

L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
∞	$\dfrac{1-\dfrac{R_1R_2}{R_3R_{дв}}}{1+\dfrac{R_1}{R_{дв}}}T_{дв}$	—	—	
∞	$\dfrac{1-\dfrac{R_1R_2}{R_3R_{дв}}}{1+\dfrac{R_1}{R_{дв}}}T_{дв}$	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	—	
1	R_1C_1	R_2C_2	R_3C_3 $T_4=\dfrac{L_1}{R_1}$	

наибольшим наклоном амплитудной характеристики — 20 дБ/дек

Таблица 1.3

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_1C_1	—	

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
C_2, R_1, C_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{L_0}{T_1s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$
R_2, L_1, R_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{L_0}{T_1s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
R_2, R_1, C_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{L_0}{T_1s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$
R_2, C_1, R_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{L_0}{T_1s+1}$	$\frac{R_1}{R_1+R_2}$
R_1, C_3, C_2, C_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{L_0}{T_1s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$
R_2, R_1, C_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	1
R_3, R_2, C_1, R_1; e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1}}$

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	$R\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}$	—	Lm дб; 0; −20; ω; L_0; $\frac{1}{T_1}$; −20 дб/дек
0	$\dfrac{L_1}{R_1+R_2}$	—	Lm дб; 0; −20; ω; L_0; $\frac{1}{T_1}$; 20 дб/дек
0	$L_0R_2C_1$	—	Lm дб; 0; −20; ω; L_0; $\frac{1}{T_1}$; $R_2>R_1$; −20 дб/дек
0	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	—	Lm дб; 0; −20; ω; L_0; $\frac{1}{T_1}$; −20 дб/дек
0	$R_1\left(C_3+\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)$	—	Lm дб; 0; −20; ω; L_0; $\frac{1}{T_1}$; −20 дб/дек
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	R_1C_1	$\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)T_1$	Lm дб; 0; −20; ω; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_1}$; −20 дб/дек; L_∞
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_2}}$	C_1R_2	$\left[1+\dfrac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_3)}\right]T_1$	Lm дб; 0; −20; ω; L_0; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_1}$; −20 дб/дек; L_∞

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_{\text{к}}(s)$	L_0
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=L_0\,\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_2+R_3}}$
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{K_2(T_2s+1)}{s}$	∞
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_2s+1)}{T_1T_2\left(1+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_3}{R_2}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]s+1}$	1
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1\frac{R_2}{R_1+R_2}s+1}{T_1T_2\frac{R_4}{R_1+R_2}\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)s^2+\left\{T_1\left[\frac{R_2}{R_1+R_2}\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{R_4}{R_1+R_2}\right]+T_2\times\left[\frac{R_4}{R_1+R_2}\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]\right\}s+\frac{R_1}{R_1+R_2}+\frac{R_2}{R_1+R_2}+\frac{R_3}{R_1+R_2}+\frac{R_4}{R_1+R_2}}$	$\frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3+R_4}$

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_3}+\dfrac{R_4}{R_1}}$	$\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_2$	$\dfrac{1+\dfrac{R_4}{R_3}+\dfrac{R_4}{R_1}}{1+\dfrac{R_4}{R_1}+\dfrac{R_4}{R_2+R_3}}$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_1}$; L_0; L_∞; -20дб/дек; ω
K_2T_2	—	$\dfrac{K_1}{K_2}$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; L_∞; -20дб/дек; ω
0	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_b}$; -20дб/дек; -20; ω
0	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_c}$; $\frac{1}{T_b}$; -20дб/дек; -20; ω

Схема корректирующих устройств	Передаточные функции $W_{к}(s)$	L_0
	$W_{к}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)s+1\right]\times\left[T_2\left(1+\frac{R_6}{R_5}\right)s+1\right]}{T_1T_2\left[1+\frac{R_6}{R_1}+\frac{R_6}{R_4}+\frac{R_6}{R_5}+\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_6}{R_3}+\frac{R_6}{R_4}+\frac{R_6}{R_5}\right)\right]\times s^2+\left\{T_1\left[1+\frac{R_5}{R_1}+\frac{R_5}{R_4}+\frac{R_2}{R_1}\left(\frac{R_5}{R_3}+\frac{R_5}{R_4}\right)\right]+T_2\times\left[1+\frac{R_6}{R_1}+\frac{R_6}{R_4}+\frac{R_6}{R_5}+\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_6}{R_4}+\frac{R_6}{R_5}\right)\right]\right\}s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_5}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_5}{R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$
	$W_{к}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)}{T_1T_2(T_3+T_4)s^3+\left[T_1T_2\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_1T_2\times\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_1T_4\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2T_3+T_2T_4\right]s^2+\left[T_1\times\left(1+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2+T_3+T_4\right]s+1}$	1

L_∞	T_1	T_2	T_3	T_4	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
$\dfrac{\left(1+\dfrac{R_2}{R_3}\right)\left(1+\dfrac{R_6}{R_5}\right)}{1+\dfrac{R_6}{R_1}+\dfrac{R_6}{R_4}+\dfrac{R_6}{R_5}+\dfrac{R_2}{R_1}\left(1+\dfrac{R_6}{R_3}+\dfrac{R_6}{R_4}+\dfrac{R_6}{R_5}\right)+\dfrac{R_2}{R_3}\left(1+\dfrac{R_6}{R_4}\right)}$	R_3C_1	R_5C_2	—	—	Lm дб 0 -20; $\frac{1}{T_a}$ $\frac{1}{T_c}$ $\frac{1}{T_b}$ $\frac{1}{T_d}$ ω; L_0; -20дб/дек; -20; L_∞
$\dfrac{1}{1+\dfrac{C_3}{C_4}}$	R_1C_1	R_2C_2	R_3C_4	R_3C_3	Lm L_0 $\frac{1}{T_a}$ $\frac{1}{T_1}$ $\frac{1}{T_b}$ $\frac{1}{T_2}$ $\frac{1}{T_c}$ $\frac{1}{T_3}$ ω; 0 -20 -40 Lm,дб; -20дб/дек; -20; -20; L_∞

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
R_5 C_4 R_3 C_2 R_4 R_2 C_3 R_1 C_1 e_1 e_2	$$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)\Bigl[T_2\Bigl(1+\frac{R_3}{R_2}\Bigr)s+1\Bigr]\times\Bigl[T_4\Bigl(1+\frac{R_5}{R_4}\Bigr)s+1\Bigr]}{T_1T_2T_4\Bigl(\frac{R_5}{R_1}+\frac{R_5}{R_2}+\frac{R_5}{R_3}\Bigr)s^4+\Bigl\{T_1T_2T_3\Bigl(\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_2}+\frac{R_4}{R_3}\Bigr)+T_1T_2T_4\Bigl[1+\frac{R_5}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\Bigl(1+\frac{R_5}{R_2}+\frac{R_5}{R_4}\Bigr)+\frac{R_5}{R_4}\times\Bigl(1+\frac{R_3}{R_2}\Bigr)+T_1T_3T_4\times\Bigl[1+\frac{R_5}{R_3}\Bigl(1+\frac{R_2}{R_1}\Bigr)\Bigr]+T_2T_3T_4\Bigl(\frac{R_5}{R_2}+\frac{R_5}{R_3}\Bigr)\Bigr\}s^3+\Bigl\{T_1T_2\Bigl[1+\frac{R_4}{R_2}+\frac{R_3}{R_2}+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\Bigl(1+\frac{R_4}{R_2}\Bigr)+T_1T_3\frac{R_2R_4}{R_1R_3}+T_1T_4\times\Bigl[1+\frac{R_5}{R_1}+\frac{R_5}{R_4}+\frac{R_2}{R_1}\times\Bigl(1+\frac{R_5}{R_4}\Bigr)\Bigr]+T_2T_3\times\Bigl(\frac{R_4}{R_2}+\frac{R_4}{R_3}\Bigr)+T_2T_4\times\Bigl[1+\frac{R_5}{R_4}+\frac{R_3}{R_2}\Bigl(1+\frac{R_5}{R_4}\Bigr)\Bigr]+T_3T_4\frac{R_5}{R_3}\Bigr\}s^2+\Bigl[T_1\times\Bigl(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_4}{R_1}\Bigr)+T_2\times\Bigl(1+\frac{R_3}{R_2}\Bigr)+T_3\frac{R_4}{R_3}+T_4\Bigl(1+\frac{R_5}{R_4}\Bigr)\Bigr]s+1}$$	1

L_∞	T_1	T_2	T_3	T_4	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_1C_1	R_2C_2	R_3C_3	R_4C_4	

Корректирующие устройства с запаздыванием по фазе и с

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_{\text{к}}(s)$	L_0	
	$W_{\text{к}}(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{1}{T_1T_2s^2+T_1s+1}$	1	
	$W_{\text{к}}(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{1}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1	
	$W_{\text{к}}(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{L_0}{T_1T_2s^2+T_1s+1}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{C_1}{C_2}}$	
	$W_{\text{к}}(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{L_0}{T_1T_2s^2+\left(T_1+T_2\dfrac{R_2}{R_1+R_2}\right)s+1}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	
	$W_{\text{к}}(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{1}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_4}{R_3}\right)+T_2\left(\dfrac{R_1+R_2+R_3}{R_1}\right)\right]s+\dfrac{1}{L_0}}$	$\dfrac{R_1}{R_1+R_2+R_3+R_4}$	
	$W_{\text{к}}(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1s+1}{T_1T_2s^2\left(\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}}\right)+\left(T_2\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}}+T_1\dfrac{1}{1+\dfrac{R_1}{R_2+R_3}}\right)s+1}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}}$	

Таблица 1.4

наибольшим наклоном амплитудной характеристики — 40 дБ/дек

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	Lm дб; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_0; 0; -20; ω; -20дб/дек; -40
0	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; L_0; 0; -20; ω; -20дб/дек; -40
0	$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}R_1$	$\frac{L_1}{R_1}$	Lm дб; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_0; 0; -20; ω; -20дб/дек; -40
0	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$\frac{L_1}{R_2}$	Lm дб; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_0; 0; -20; ω; -20дб/дек; -40
0	$\frac{R_1+R_2}{R_1}R_3C_1$	R_4C_2	Lm дб; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; 0; -20; ω; -20дб/дек; -40
0	R_2C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	Lm дб; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; $\frac{1}{T_1}$; L_0; 0; -20; ω; -20дб/дек; -40

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
R_3, C_2, R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_2\left(\dfrac{1}{R_3}+\dfrac{1}{R_2}\right)s+1}{T_1T_2s^2+\left[T_1\dfrac{R_2}{R_3}+T_2\times\left(1+\dfrac{R_3}{R_2}+\dfrac{R_1}{R_2}\right)\right]s+\dfrac{1}{L_0}}$	$\dfrac{1}{\dfrac{R_1}{R_3}+\dfrac{R_2}{R_3}}$
R_4, R_3, C_2, R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left[\left(1+\dfrac{R_4}{R_3}\right)\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+\dfrac{R_4}{R_1}\right]s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_4}{R_1}+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\left(1+\dfrac{R_4}{R_3}\right)\right]s+1}$	1
R_5, R_3, R_4, C_2, R_2, C_1, R_1, e_1	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{\dfrac{R_1}{R_1+R_3}(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left\{\left[1+\dfrac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_3)}\right]\times\left(1+\dfrac{R_5}{R_4}\right)+\dfrac{R_5(R_1+R_2)}{R_2(R_1+R_3)}\right\}\times s^2+\left\{T_1\left[1+\dfrac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_3)}+\dfrac{R_5(R_1+R_2)}{R_2(R_1+R_2)}\right]+T_2\times\left(1+\dfrac{R_5}{R_4}+\dfrac{R_5}{R_1+R_3}\right)\right\}\times s+\dfrac{R_1}{R_4(R_1+R_3)}}$	$\dfrac{R_1}{R_1+R_3+R_5}$

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_1C_1	R_2C_2	$T'_a = T_2\left(\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_2}\right)$
$\frac{1}{\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+\frac{R_4}{R_1}}$	R_1C_1	R_3C_2	
$\frac{\frac{R_1}{R_1+R_3}}{\left[1+\frac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_2)}\right]\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)+\frac{R_5(R_1+R_2)}{R_2(R_1+R_3)}}$	R_2C_1	R_4C_2	

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1s+1}{T_1T_2\left(\dfrac{R_3}{R_2}+\dfrac{R_3}{R_1}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}\right)+T_2\dfrac{R_3}{R_2}\right]s+1}$	1

Корректирующие устройства с

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1T_2s^2+T_2s+1}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left(1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_3}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left(1+\dfrac{R_3}{R_1}\right)s^2+\left[T_2+T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}\right)\right]s+1}$	1

Продолжение табл. 1.4

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_1C_1	R_2C_2	

Таблица 1.5

опережением и отставанием по фазе

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_1C_1	R_2C_2	
1	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$(R_1+R_2)C_2$	
$\frac{1}{1+\frac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}}$	R_1C_1	$(R_2+R_3)C_2$	
$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1}}$	R_1C_1	R_2C_2	

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0	
R_3, C_3, R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left[1+\frac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}\right]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1	
R_4, C_2, R_3, R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1T_2\left[1+\frac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3+R_4)}\right]s^2+(T_1+T_2)s+1}{T_1T_2\left[1+\frac{R_3(R_2+R_4)}{R_1(R_2+R_3+R_4)}\right]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1	
C_2, R_3, R_1, R_2, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\right]s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1+R_2}}$	
R_2, C_2, C_3, R_1, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2s^2+\left[T_2\left(1+\frac{C_1}{C_3}\right)+T_1\right]s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2+C_3}}$	
R_4, C_2, R_3, R_1, R_2, C_1, e_1, e_2	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2\left[1+\frac{R_3R_4}{R_1(R_3+R_4)}\right]s^2+\left\{T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\left(1+\frac{R_3R_4}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)}\right)\right\}s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1+R_2}}$	

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}}$	R_1C_1	$(R_2+R_3)\,C_3$	
$\dfrac{1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3+R_4)}}{1+\dfrac{R_3(R_2+R_4)}{R_1(R_2+R_3+R_4)}}$	R_1C_1	$(R_2+R_3+R_4)\,C_2$	
1	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}\,C_1$	R_3C_2	
1	R_1C_1	$\dfrac{C_2C_3}{C_2+C_3}\,R_2$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3R_4}{R_1(R_3+R_4)}}$	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}\,C_1$	$(R_3+R_4)\,C_2$	

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1T_2\left[1+\dfrac{R_3R_4}{R_1(R_3+R_4+R_5)}\right]s^2+\left\{T_1+T_2\left[1+\dfrac{R_3R_4}{(R_1+R_2)(R_3+R_4+R_5)}\right]\right\}s+1}{T_1T_2\left[1+\dfrac{R_4(R_3+R_5)}{R_1(R_3+R_4+R_5)}\right]s^2+\left\{T_1\left(1+\dfrac{R_4}{R_1}\right)+T_2\left[1+\dfrac{R_4(R_3+R_5)}{(R_1+R_3)(R_3+R_4+R_5)}\right]\right\}s+\dfrac{1}{L_0}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_1+R_2}}$
	$W_к(s)=\dfrac{E_2(s)}{E_1(s)}=\dfrac{T_1T_2\left[1+\dfrac{R_4R_5}{R_2(R_4+R_5+R_6)}\right]s^2+\left\{T_1+T_2\left[1+\dfrac{R_4R_5}{(R_2+R_3)(R_4+R_5+R_6)}\right]\right\}s+1}{T_1T_2\left[1+\dfrac{R_5(R_4+R_6)}{R_2(R_4+R_5+R_6)}+\dfrac{R_6(R_2R_4+R_2R_5+R_4R_5)}{R_1R_2(R_4+R_5+R_6)}\right]s^2+\left\{T_1\left(1+\dfrac{R_5}{R_2}\right)+T_1\dfrac{(R_2R_4+R_2R_5+R_4R_5)}{R_1R_2}+T_2\left[1+\dfrac{R_5(R_4+R_6)}{(R_2+R_3)(R_4+R_5+R_6)}\right]+T_2\dfrac{R_6\left(R_4+R_5+\dfrac{R_4R_5}{R_1+R_2}\right)}{R_1(R_4+R_5+R_6)}\right\}s+\dfrac{1}{L_0}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_5}{R_2+R_3}+\dfrac{R_4+R_5\dfrac{R_4R_5}{R_1+R_2}}{R_1}}$

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
$\dfrac{1+\dfrac{R_3R_4}{R_1(R_3+R_4+R_5)}}{1+\dfrac{R_4(R_3+R_5)}{R_1(R_3+R_4+R_5)}}$	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$(R_3+R_4+R_5)C_2$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$, $\frac{1}{T_c}$, $\frac{1}{T_d}$, $\frac{1}{T_b}$; L_0; L_∞; ω; 20дб/дек; 20; $T_1 \gg T_2$
$\dfrac{1+\dfrac{R_4R_5}{R_2(R_4+R_5+R_6)}}{1+\dfrac{R_5(R_4+R_6)}{R_2(R_4+R_5+R_6)}+\dfrac{R_6\left(R_4+R_5\dfrac{R_5R_6}{R_2}\right)}{R_1(R_4+R_5+R_6)}}$	$\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_1$	$(R_4+R_5+R_6)C_2$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_c}$, $\frac{1}{T_a}$, $\frac{1}{T_b}$, $\frac{1}{T_d}$; L_0; L_∞; ω; 20дб/дек; 20; $T_1 \ll T_2$

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_1T_2s^2\frac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}+\left[T_1\left(2\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\times\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]\frac{R_2}{R_2+R_3}s+1}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_1T_2\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)s^2+\left[T_1\times\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3}+T_1\times\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\right)\right]s+1}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_2 s}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{\theta_г(s)}=\frac{K_г s}{T_1T_3s^2+(T_1+T_2)s+1}$	0
	$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_1T_2s^2+T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)s+1}$	0

Продолжение табл. 1.5

L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_1C_1	R_2C_2	—	Lm дб; 0; −20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20дб/дек; −20
0	$\frac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}C_1$	$\frac{L_1}{R_1}$	—	Lm дб; 0; −20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20дб/дек; −20
0	R_1C_1	R_2C_2	—	Lm дб; 0; −20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20дб/дек; −20
0	R_1C_1	$R_гC_1$	$\frac{L_г}{R_г}$	Lm дб; 0; −20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20дб/дек; −20
0	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	—	Lm дб; 0; −20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20дб/дек; −20

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_{\text{к}}(s)$	L_0
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1 s}{T_1T_2s^2+T_1\left[\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\times\left(1+\frac{C_1}{C_2}\right)+\frac{R_3}{R_1}\right]s+1}$	0
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1s+1}{T_1T_2T_3s^3+\left\{T_1T_2\left(1+\frac{C_1}{C_2}\right)+T_1T_2+T_2T_3\left[1+\frac{R_4}{R_3}\times\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]\right\}s^2+\left\{T_1+T_2\times\left(1+\frac{C_1}{C_2}\right)\left[1+\frac{R_4}{R_2}\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]+T_2\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\right\}s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_3}}$
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1s}{T_1T_2T_3\left[1+\frac{R_5R_4}{R_3(R_4+R_5)}\right]s^3+\left\{T_1T_2\left(1+\frac{C_1}{C_2}\right)\times\left[1+\frac{R_4R_5}{R_3(R_4+R_5)}\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]+T_1T_3\left[1+\frac{R_4R_5}{R_3(R_4+R_5)}\right]+T_2T_3\left(1+\frac{R_4}{R_5}\right)\times\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right\}s^2+\left\{T_1\times\left[1+\frac{R_4R_5}{R_3(R_4+R_5)}\right]+T_2\times\left(1+\frac{C_1}{C_2}\right)\left[1+\frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]+T_3\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\right\}s+\frac{1}{L_0}}$	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_3}}$

L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	$\frac{R_1R_2}{R_2+R_3}C_2$	R_3C_1	—	Lm дб; 0; -20; 1/Ta; 1/Tb; ω; 20дб/дек; -20
0	R_4C_3	R_2C_2	R_1C_1	Lm дб; 0; -20; L0; 1/T1; 1/Ta; 1/Tb; 1/Tc; ω; 20дб/дек; -20; -40
0	$(R_5+R_4)C_3$	R_2C_2	R_1C_1	Lm дб; 0; -20; L0; 1/T1; 1/Ta; 1/Tb; 1/Tc; ω; 20дб/дек; -20; -40; $T_1>T_2>T_3$

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_к(s)$	L_0
	$$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_2s+1}{T_1T_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_3}\right)+T_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\right)\right]s+\frac{1}{L_0}}$$	$$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_2}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$$
	$$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_2s+1}{T_1T_2s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_2}\right)+T_2\right]s+\frac{1}{L_0}}$$	$$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1}}$$
	$$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_2s+1}{T_1T_2\frac{R_3}{R_1}s^2+\left[T_1\left(\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\right]s^2+\frac{1}{L_0}}$$	$$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}}$$
	$$W_к(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1s(T_2s+1)}{T_1T_2\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\left(\frac{R_4}{R_1}+\frac{R_4}{R_3}+\frac{R_2R_4}{R_1R_3}\right)+T_2\left(\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}}\right)\right]s+1}$$	0

Продолжение табл. 1.5

L_∞	T_1	T_2	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
0	R_2C_1	R_4C_2	Lm дб, 0, -20, $\frac{1}{T_2}$, $\frac{1}{T_a}$, $\frac{1}{T_b}$, ω, L_0, 20дб/дек, -20
0	R_1C_1	R_3C_2	Lm дб, 0, -20, $\frac{1}{T_2}$, $\frac{1}{T_a}$, $\frac{1}{T_b}$, ω, L_0, 20дб/дек, -20
0	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб, 0, -20, $\frac{1}{T_2}$, $\frac{1}{T_a}$, $\frac{1}{T_b}$, ω, L_0, 20дб/дек, -20
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_3}}$	$\dfrac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}C_1$	$\dfrac{L_1}{R_1}$	Lm дб, 0, -20, $\frac{1}{T_a}$, $\frac{1}{T_b}$, $\frac{1}{T_2}$, L_∞, 20дб/дек, -20

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_{\text{к}}(s)$.	L_0
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2T_3\left[1+\left(\frac{R_4R_5}{R_4+R_5}\right)\times\left(\frac{R_1+R_2}{R_1R_2}\right)\right]s^3+\left\{T_1T_2\times\left[1+\frac{R_4R_5}{R_2(R_4+R_5)}\right]+T_1T_3\times\left[1+\left(\frac{R_4R_5}{R_4+R_5}\right)\times\left(\frac{R_1+R_2+R_3}{R_1(R_2+R_1+R_3)}\right)\right]+T_2T_3\left[1+\frac{(R_1+R_2)R_4}{R_1R_2}\right]\right\}\times s^2+\left\{T_1\left[1+\frac{R_4R_5}{(R_2+R_3)(R_4+R_5)}\right]+T_2\left(1+\frac{R_4}{R_2}\right)+T_3\left[1+\frac{(R_1+R_2+R_3)R_4}{(R_2+R_3)R_1}\right]s+\frac{1}{L_0}\right.}$	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_2+R_3}}$
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1s(T_2s+1)}{T_1T_2T_3\left[\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\left(1+\frac{C_3}{C_1}+\frac{C_3}{C_2}\right)\right]\times s^3+\left[T_1T_2\left(1+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_1T_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_1}{R_3}\right)+T_2T_3\frac{R_3}{R_2+R_3}\times\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{R_3}+\frac{R_2}{R_3}\right)\right]s^2+\left[T_1\left(\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_1}{R_3}\right)+\frac{T_2R_3}{R_2+R_3}\left(\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_5}+\frac{R_1}{R_3}\right)+\frac{T_3R_3}{R_2+R_3}\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_2}{R_3}\right)s+1\right.}$	0

	L_∞	T_1	T_2	T_3	T_4	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
	0	$(R_4+R_5)\,C_3$	$\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_1$	R_1C_1	—	
	0	$\frac{R_1R_3}{R_2+R_3}\,C_2$	R_3C_3	R_2C_1	—	

Схемы корректирующих устройств	Передаточные функции $W_{\text{к}}(s)$	L_0
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{T_1T_2(T_3s+1)(T_4s+1)s^2}{T_1T_2T_3T_4s^4+T_1T_2(T_3+T_4)s^3+[T_1(T_2+T_3+T_4)+T_2T_4]\times s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	0
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1T_2s^2+T_1s+1)(T_3s+1)}{T_1T_2T_3s^3+[T_1(T_2+T_3)]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_3\right]s+1}$	1
	$W_{\text{к}}(s)=\frac{E_2(s)}{E_1(s)}=\frac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2T_3s^3+T_1\left[T_3+T_2\times\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\right]s^2+\left[T_1\times\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$	1

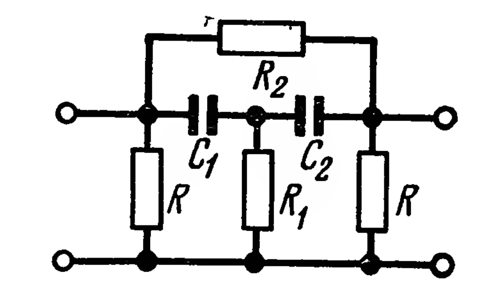
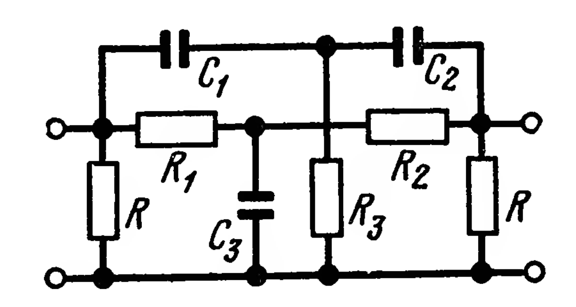
Продолжение табл. 1.5

L_∞	T_1	T_2	T_3	T_4	Асимптотические логарифмические амплитудные характеристики
1	R_1C_1	R_2C_2	$\frac{L_1}{R_1}$	$\frac{L_2}{R_2}$	
1	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	R_2C_2	—	
0	R_1C_1	R_2C_2	$\frac{L_1}{R_1}$	—	

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

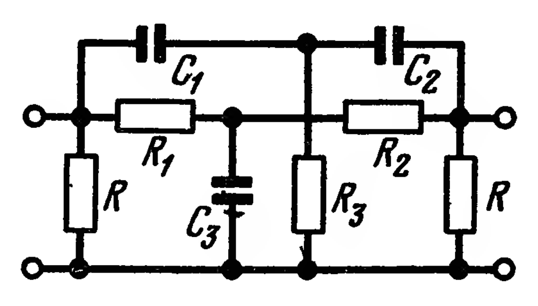
Таблица II.1

RC—четырехполюсники, включаемые на входе операционных усилителей

Условия	Расчетные соотношения
$W(s)=k\,\dfrac{s^2+2b_1s+b_2^2}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)}$ $b_1>0$	
1) Оба полюса известны: $\alpha_1+\alpha_2>2b_1$ $\dfrac{1}{\alpha_1}+\dfrac{1}{\alpha_2}>\dfrac{2b_1}{b_2^2}$	$A=\alpha_1+\alpha_2-2b_1;\quad B=b_2^2-\alpha_1\alpha_2$ $\dfrac{1}{R}=\dfrac{2A\,(b_2^2+Ab_1)}{\alpha_1\alpha_2\,(2b_2^2+Ab_1)}+\dfrac{4b_1B}{\alpha_1\alpha_2b_2^2};$ $X=\dfrac{2R^2\,(2b_2^2+Ab_1)}{A^2\,(b_2^2+Ab_1)};\quad Y=4\,\dfrac{R}{A};$ $C_1,\ C_2=\dfrac{1}{2}\,(Y\mp\sqrt{Y^2-4X});\quad R_1=\dfrac{b_2^2Y}{2b_1};$ $R_2=\dfrac{2b_1X}{Y};\quad k=\dfrac{1}{R_1+2R}$
2) Известно только α_1: $\alpha_1\geqslant 2b_1$	Выбираем α_2 так, чтобы $\alpha_2\leqslant b_2^2/2b_1$
$\alpha_1<2b_1$ $\alpha_1\leqslant b_2^2/2b_1$	Выбираем α_2 так, чтобы $\alpha_2>2b_1-\alpha_1$
$\dfrac{b_2^2}{2b_1}<\alpha_1<2b_1$	Выбираем α_2 так, чтобы $(2b_1-\alpha_1)<\alpha_2\leqslant\dfrac{b_2^2\alpha_1}{2b_1\alpha_1-b_2^2}$
$W(s)=k\,\dfrac{s^2+b_2^2}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)}$ Известно α_1	

Условия	Расчетные соотношения
1) $\alpha_1 > b_2$	$R_1 = R_2 = \frac{R_3}{2} = 1; \quad R = \frac{\alpha_1}{b_2} - 1;$ $C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2} = 1/b_2;$ $k = \frac{b_2}{2(\alpha_1 + b_2)}; \quad \alpha_2 = b_2 \frac{\alpha_1 - b_2}{\alpha_1 + b_2}$
2) $\alpha_1 < b_2$	$R = \frac{2\alpha_1}{b_2 - \alpha_1}; \quad \alpha_2 = b_2 \frac{b_2 + \alpha_1}{b_2 - \alpha_1}$ Остальные элементы — по формулам п. I
$W(s) = k \frac{s^2 + 2b_1 s + b_2^2}{(s + \alpha_1)(s + \alpha_2)(s + \alpha_3)}$ $b_1 > 0$ Известно только α_1	
Для всех случаев	$R = 1; \quad k = 1/C_3; \quad R_2 = \frac{b_2^2}{2b_1}(C_1 + C_2 + C_3);$ $R_1 = \frac{2b_1 C_1 C_2}{C_1 + C_2 + C_3}; \quad A = 2b_1 - \alpha_1;$ $B = \alpha_1 - b_1; \quad D = 2b_1\alpha_1 - b_2^2;$ $E = b_1\alpha_1 A + b_2^2 B$ $P = 2C_1^2\alpha_1(b_1\alpha_1 A + b_2^2 B) + 2b_1 C_1 (D +$ $+ 3\alpha_1^2) - \alpha_1^2 b_2^2 + 2D;$ $Q = \alpha_1 b_2^2 A C_1^2 + 2C_1 E + D;$ $f = \alpha_1 b_2^2 A C^2 + 2CE + D;$ $g = D(\alpha_1 C_1 - 1)^2 C^2 + 2C_1 PC + 4C_1^2 Q$
1) $\frac{b_2^2}{\alpha_1} < 2b_1 < \alpha_1$	$C_1 = C_2 < C$, где C — положительный корень уравнения $f = 0$; C_3 — положительный корень уравнения $g = 0$
2) $\alpha_1 < 2b_1 < \frac{b_2^2}{\alpha_1}$	C и C_3 определяются, как в п. I; $C_1 = C_2 > C$

Условия	Расчетные соотношения
3) $2b_1 > b_2^2/\alpha_1$ $2b_1 > \alpha_1$	Y — любое, удовлетворяющее неравенствам: $Y \geqslant (\alpha_1^2+1)/\alpha_1$ $Y \geqslant 2\sqrt{b_1/\alpha_1}$; $S = Y\,[\alpha_1 b_2^2 Y^2 + (\alpha_1 b_2^2 A + D)\,Y + 4b_1(D-\alpha_1^2)]$; $T = 2b_1\alpha_1^2 Y^2 + [2\alpha_1(b_1\alpha_1 A + b_2^2 B - b_2^2/2) - 2D]\,Y + 4b_1(\alpha_1^2 - D)$; $h = D(\alpha_1^2 - \alpha_1 Y + 1)\,C^2 - TC + S$; $C_1,\ C_2 = \frac{1}{2}\left(Y \mp \sqrt{Y^2-4}\right)$; C_3 — положительный корень уравнения $h=0$
4) $2b_1 < \frac{b_2^2}{\alpha_1}$ $2b_1 < \alpha_1 \neq 1$	$j = \alpha_1 b_2^2 C + (\alpha_1 b_2^2 A + D)\,C + 4b_1(D-\alpha_1^2)$; $C > Y > \frac{\alpha_1^2+1}{\alpha_1}$ или $\left\{ C < Y < \frac{\alpha_1^2+1}{\alpha_1}\right.$ и $Y \geqslant 2$ где C — положительный корень уравнения $j=0$ $C_1,\ C_2 = {}^1/_2\left(Y \mp \sqrt{Y^2-4}\right)$; C_3 — положительный корень уравнения $h=0$
5) $2b_1 < \frac{b_2^2}{\alpha_1}$ $2b_1 < \alpha_1 = 1$	$C_1 = C_2 = 1$ $C_3 = \frac{8b_1^2}{3b_2^2}$
6) $\alpha_1 = 2b_1 < \frac{b_2^2}{\alpha_1}$	$C_1 = C_2 > \frac{b_2^2 - 2b_1\alpha_1}{2b_1 b_2^2}$; C_3 — положительный корень уравнения $g=0$
7) $\alpha_1 = 2b_1 > \frac{b_2^2}{\alpha_1}$	$C_1 = C_2 < \frac{b_2^2 - 2b_1\alpha_1}{2b_1 b_2^2}$; C_3 — как в п. 6
8) $2b_1 = \frac{b_2^2}{\alpha_1} > \alpha_1 \geqslant b_1$	$C_1 = C_2 = 1$; $C_3 = \frac{2b_2^2(2b_1 - \alpha_1 + 1)}{\alpha_1(4b_1 + b_2^2)}$
9) $2\alpha_1 < 2b_1 = \frac{b_2^2}{\alpha_1}$	$C_1 = C_2 \geqslant {}^1/_3$ и $C_1 = C_2 \geqslant \frac{2(b_1-\alpha_1)}{\alpha_1(2b_1-\alpha_1)}$; C_3 — как в п. 6

Условия	Расчетные соотношения
10) $2b_1=\frac{b_2^2}{\alpha_1}<\alpha_1$	$C=\frac{3}{2\alpha_1}\left(\sqrt{1+4\alpha_1/9}-1\right);$ $C>C_1=C_2>\frac{1}{\alpha_1-2b_1}$ или $C<C_1=C_2<\frac{1}{\alpha_1-2b_1};$ $C_3=\frac{b_2^2C_1^2\left[(2b_1-\alpha_1)C_1+1\right]}{b_1\left(\alpha_1C_1^2+3C_1-1\right)}$
11) $2b_1=\frac{b_2^2}{\alpha_1}=\alpha_1$	$C_1=C_2=1;$ $C_3=\frac{1}{b_1+1}$
Определение α_2 и α_3	$a_0=C_1C_2C_3;$ $a_1=C_1C_2(R_2+R)+C_3(C_1+C_2)(R_1+R);$ $a_3=R_2R(2R_1+R)$
$W(s)=k\frac{(s+\beta)(s^2-2b_1s+b_2^2)}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)(s+\alpha_3)}$ $\beta>0;\quad b_1>0$ $2b_1\leqslant\beta\leqslant b_2^2/2b_1$ Известно только α_1	
Для всех случаев	$A=\beta-2b_1;\quad B=b_2^2-2\beta b_1;$ $D=\beta b_2^2;$ $K_1=\alpha_1^2-(AB+D)\alpha_1+AD;$ $K_2=AB\alpha_1^2-(2AD+B^2)\alpha_1+BD;$ $K_3=\alpha_1^2-A\alpha_1+B;$ $K_4=2AD+A^2B+2k_1^2B^2;$ $K_5=2A^2D+2k_1^2BD+AB^2;$ R — положительный корень уравнения $k_1^2B^2K_1R^2-k_1B(AB\alpha_1^3-K_4\alpha_1^2+K_5\alpha_1+$ $+ABD)R-\alpha_1(k_1^2BK_2+A^2DK_3)=0;$ $R_1,\ R_2=k_1\mp\sqrt{k_1^2-1};\quad C_1=C_2=\frac{A}{k_1B};$ $C_3=\frac{2k_1}{A};\quad R_3=\frac{2AD}{k_1B^2};$ $k=\frac{k_1B^2/2}{k_1B^2(R+k_1)+AD}$

Условия		Расчетные соотношения
$K_1>0$	$K_1<0$	
$K_2>0;\ K_3>0$	$K_2<0;\ K_3<0$	$k_1=1;$
$K_2>0;\ K_3<0$	$K_2<0;\ K_3>0$	$\begin{cases} k_1^2 \geqslant 1 \\ k_1^2 \geqslant -\dfrac{A^2DK_3}{BK_2}; \end{cases}$
$K_2<0;\ K_3>0$	$K_2>0;\ K_3<0$	$1 \leqslant k_1^2 < -\dfrac{A^2DK_3}{BK_2}$
Определение α_2, α_3		$a_0=\dfrac{4A}{k_1^2B^4}(k_1B^2R+k_1^2B^2+AD);$ $a_1=\dfrac{4}{k_1^2B^4}[k_1^2B^2R^2+BR(2AD+k_1A^2B+$ $+2k_1^2B^2)+2k_1^2ABD+A^3D+k_1^2B^3)];$ $a_3=\dfrac{4ADR}{k_1B}(k_1R+1)$
$W(s)=k\dfrac{(s+\beta)(s^2+b_2^2)}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)(s+\alpha_3)}$ $\beta>0$ Известно только α_1		
1) $\alpha_1<\beta$		$R_1=R_2=1;$ $C_1=C_2=\dfrac{\beta}{b_2^2};$ $C_3=\dfrac{2}{\beta};\quad R_3=\dfrac{2\beta^2}{b_2^2};\quad R=\dfrac{\alpha_1(\beta^2+b_2^2)}{b_2^2(\beta-\alpha_1)};$ $k=\dfrac{b_2^2}{2(b_2^2R^2+b_2^2+\beta^2)}$
2) $\alpha_1>\beta\geqslant b_2$		$R=\dfrac{\beta\alpha_1}{b_2^2}-1$ Остальные элементы по формулам п. 1
Определение α_2, α_3		$a_0=\dfrac{4\beta^2}{b_2^6}(b_2^2R+b_2^2+\beta^2);$ $a_1=\dfrac{4}{b_2^6}[b_2^2R^2+b_2^2R(2b_2^2+3\beta^2)+b_2^2+\beta^2];$ $a_3=\dfrac{4\beta^2R}{b_2^2}(R+1)$

RC — четырехполюсники, включаемые в обратную связь операционных усилителей

№№	Схема и передаточная функция	Расчетные соотношения
1	$W(s)=k\dfrac{s^2+2b_1s+b_2^2}{s+\beta_1}$; $2b_1\geqslant\beta_1$; $b_1>0$	$C_1=k$; $R_1=k(2b_1-\beta_1)$; $R_2=\dfrac{k(P+1)}{\beta_1}(\beta_1^2+b_2^2-2b_1\beta_1)$; $C_2=\dfrac{P+1}{P\beta_1}R_2$
2	$W(s)=k\dfrac{s^2+2b_1s+b_2^2}{s+\beta_1}$; $2b_1<\beta_1$; $b_1>0$	$C_1=\dfrac{2b_1k}{\beta_1}$; $R_1=\dfrac{kb_2^2(P+1)}{\beta_1}$; $C_2=\dfrac{k(P+1)(\beta_1-2b_1)}{\beta_1}$; $R_2=\dfrac{\beta_1(P+1)}{P}C_2$; $C_3=\dfrac{P+1}{P\beta_1}R_1$
3	$W(s)=k\dfrac{s^2+2b_1s+b_2^2}{s+\beta_1}$; $2b_1\geqslant b_2^2/\beta_1$; $b_1>0$	$C_1=\dfrac{k}{\beta_1^2}(2b_1\beta_1-b_2^2)$; $R_1=\dfrac{kb_2^2}{\beta_1}$; $R_2=\dfrac{k}{P\beta_1}(P+1)^2(b_2^2+\beta_1^2-2b_1\beta_1)$; $C_2=\dfrac{P+1}{P\beta_1}R_2$
4	Одна из схем №№ 1,2 или 3 $W(s)=\dfrac{s^2+2b_1s+b_2^2}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)}$, $b_1>0$; $b_2^2<ab$, где $a>\alpha_1<b<\alpha_2$	$R_3=1$; $R_4=\dfrac{ab-b_2^2}{\alpha_1\alpha_2-ab}$; остальные элементы рассчитываются по соотношениям пп. 1—3, где: $\beta_1=\dfrac{\alpha_1\alpha_2-ab}{(\alpha_1+\alpha_2)-(a+b)}$; $k=\dfrac{\beta_1}{\alpha_1\alpha_2-ab}$; $P=\dfrac{2\sigma\beta_1-(\beta_1^2+b_2^2)}{b_2^2+\beta_1^2-2b_1\beta_1}$; $2\sigma=a+b-\dfrac{R_4}{k}$

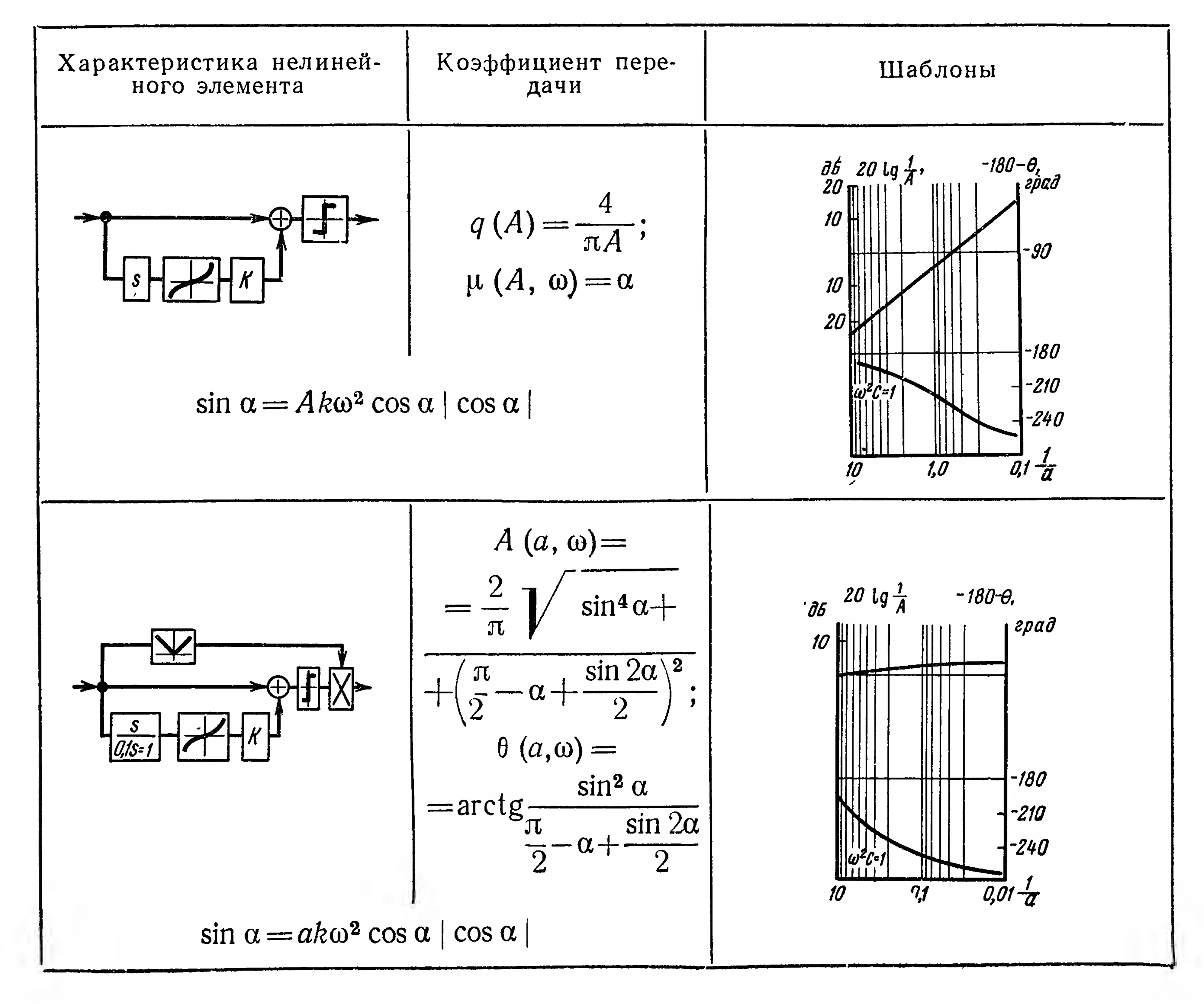
Продолжение табл. II.2

№№	Схема и передаточная функция	Расчетные соотношения
5	R_3; C_3; Одна из схем №№ 1, 2 или 3 $W(s)=\frac{s^2+2b_1s+b_2^2}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)}$; $b_1>0$; $b_2^2>ab$	$C_3=\frac{b_2^2-ab}{b_2^2[\alpha_1+\alpha_2-(a+b)]}$; $R_3=1$; остальные элементы рассчитываются по соотношениям п.п. 1—3, где: $\beta_1=\frac{\alpha_1\alpha_2-ab}{\alpha_1+\alpha_2-(a+b)}$; $P=\frac{2\sigma\beta_1-(\beta_1^2+b_2^2)}{b_2^2+\beta_1^2-2\sigma\beta_1}$; $2\sigma=\frac{b_2^2}{ab}[(a+b)-C_3(\alpha_1\alpha_2-ab)]$; $k=\frac{ab}{b_2^2[(\alpha_1+\alpha_2)-(a+b)]}$

ПРИЛОЖЕНИЕ III

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Таблица III.1



Характеристика нелинейного элемента	Коэффициент передачи	Шаблоны
s; K	$q(A)=\frac{4}{\pi A}$; $\mu(A,\omega)=\alpha$	дб 20 lg $\frac{1}{A}$, 20, 10, 10, 20; $-180-\theta$, град; -90, -180, -210, -240; $\omega^2C=1$; 10, 1,0, 0,1 $\frac{1}{a}$
$\sin\alpha=Ak\omega^2\cos\alpha\,\lvert\cos\alpha\rvert$		
$\frac{s}{0{,}1s+1}$; K	$A(a,\omega)=$ $=\frac{2}{\pi}\sqrt{\sin^4\alpha+\left(\frac{\pi}{2}-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}\right)^2}$; $\theta(a,\omega)=$ $=\operatorname{arctg}\frac{\sin^2\alpha}{\frac{\pi}{2}-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}}$	дб 20 lg $\frac{1}{A}$, 10; $-180-\theta$, град; -180, -210, -240; $\omega^2C=1$; 10, 0,1, 0,01 $\frac{1}{a}$
$\sin\alpha=ak\omega^2\cos\alpha\,\lvert\cos\alpha\rvert$		

Характеристика нелинейного элемента	Коэффициент передачи	Шаблоны
$\sin\alpha = ak\omega^2 \cos\alpha \mid \cos\alpha \mid$	$A(a,\omega) = \frac{2}{\pi}\omega\sqrt{\cos^4\alpha + \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}\right)^2}$; $\theta(a,\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\cos^2\alpha}{\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}}$	
$\sin\alpha = ak\omega^2 \cos\alpha \mid \cos\alpha \mid$	$A(a,\omega) = \frac{2}{\pi}\frac{1}{\omega}\sqrt{\cos^4\alpha + \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}\right)^2}$ $\theta(a,\omega) = -\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\cos^2\alpha}{\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}}$	
$\sin\alpha = ak\frac{\omega}{1+0{,}01\,\omega^2}\sin(\alpha+\beta_0) \mid \sin(\alpha+\beta_0) \mid$	$A(a,\omega) \approx 1$ $\theta(a,\omega) = \operatorname{arctg}\frac{\sin^2\alpha}{\frac{\pi}{2}\alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}$ $\beta_0 = \frac{\pi}{2} = \operatorname{arctg} 0{,}1\omega$	

БИБЛИОГРАФИЯ ПО РАЗДЕЛАМ КНИГИ

Раздел I

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Литература к главам I—IX

1. **Автоматическая** подстройка фазового набега в усилителях. Под ред. М. В. Капранова. М., «Советское радио», 1972, 175 с.

2. **Автоматизированный** электропривод. Следящие системы, управление и преобразовательные устройства. Сборник статей под ред. Ю. А. Сабинина. М.-Л., «Наука», 1965, 175 с.

3. **Автоматизированный** электропривод и следящие системы. Харьков, изд. Харьковского ун-та, 1965, 364 с.

4. **Агаханян Т М.** Линейные импульсные усилители. М., «Связь», 1970, 472 с.

5. **Аксиально-поршневой** регулируемый гидропривод. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Машиностроение», 1969, 495 с.

6. **Алексеева Н. Н.** и др. Тиристорные регулируемые электроприводы постоянного тока. М., «Энергия», 1970, 134 с.

7. **Алексеев О. В.** Усилители мощности с распределенным усилением. Л., «Энергия», 1968, 224 с.

8. **Аналоговые** магнитные элементы и электромагнитные устройства. Под ред. М. А. Розенблата. М., «Наука», 1968. 308 с.

9. **Андреев Г. И., Найдис В. А.** Системы постоянного тока с кремниевыми выпрямителями. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1967, 88 с.

10. **Анхимюк В. Л., Ильин О. П.** Расчет систем автоматизированного электропривода с электромашинными усилителями. Минск, «Вышэйшая школа», 1966, 232 с.

11. **Априков Г. В.** Регулируемые усилители. М., «Энергия», 1969, 80 с.

12. **Аракелян А. К., Соколов М. М.** Асинхронный регулируемый электропривод с электрогидравлическим толкателем. М., «Энергия», 1972, 129 с.

13. **Артым А. Д.** Усилители класса Д. М., «Знание», 1971, 32 с.

14. **Артым А. Д.** Усилители с обратной связью. Анализ и синтез. Л., «Энергия», 1969, 247 с.

15. **Архангельский В. И.** Автоматизация реверсивных электроприводов. Киев, «Техніка», 1966, 411 с.

16. **Архангельский В. И.** Системы реверсивных электроприводов. Киев, «Техніка», 1972, 327 с.

17. **Бабак О. В. и Болотов Б. В.** Магнитные усилители с аналоговой памятью. Киев, «Техніка», 1972, 107 с.

18. **Баглай Р. Д.** Усиление слабых сигналов произвольной формы Новосибирск, «Наука», 1965, 210 с.

19. **Базаров В. К.** Полупроводниковые лазеры и их применение. М.,«Энергия», 1969, 56 с.

20. **Барсуков Ф. И.** Генерирование и селекция сигналов низкой частоты. М., «Энергия», 1968, 240 с.

21. **Басов Н. Г., Грасюк А. З.** и др. Регенеративные оптические квантовые усилители. Сб. «Квантовая радиофизика», т. 31, 1965, 74 с.

22. **Басов Н. Г., Страховский Г. М.** и др. Вопросы конструкции и исследование работы квантового генератора на пучке атомов водорода. Сб. «Квантовая радиофизика», т. 31, 1965, 139 с.

23. **Башта Т. М.** Гидропривод и гидропневмоавтоматика. М., «Машиностроение», 1972, 320 с.

24. **Башта Т. М.** и др. Гидравлические и пневматические устройства летательных аппаратов. Киев, изд. Киевского ин-та инж. гражданской авиации, 1967, 129 с.

25. **Башта Т. М.** Гидравлические приводы летательных аппаратов. М., «Машиностроение», 1967, 495 с.

26. **Беленький Б. И., Минц М. Б.** Высокочувствительные усилители постоянного тока с преобразователями. Л., «Энергия», 1970, 384 с.
27. **Белявский Р. Э.** и др. Электропривод и автоматизация промышленных установок. 1966—1967. Регулируемый привод постоянного тока по системе тиристор-двигатель. М., ВИНИТИ, 1968, 167 с.
28. **Берендс Т. К., Ефремова Т. К., Тагаевская А. А.** Элементы и схемы пневмоавтоматики. М., «Машиностроение», 1968, 310 с.
29. **Беркович Е. И.** и др. Полупроводниковые выпрямители. М., «Энергия», 1967, 479 с.
30. **Блейз Е. С., Семенов Ю. Н., Чемоданов Б. К., Якименко Н. М.** Динамика электромашинных следящих систем. М., «Энергия», 1967, 408 с.
31. **Бобров Н. В.** и др. Некоторые вопросы теории и расчета избирательных усилителей на транзисторах. Л., ЛВИКА им. А. Ф. Можайского, 1968, 107 с.
32. **Бобровников Л. З.** Радиотехника и электроника. М., «Недра», 1967, 396 с.
33. **Бор-Раменский А. Е.** и др Быстродействующий электропривод. М., «Энергия», 1969, 168 с.
34. **Боярченков М. А., Кербников Ф. И., Раев В. К., Розенблат М. А.** Импульсные регуляторы на бесконтактных магнитных элементах. М., «Энергия», 1966, 120 с.
35. **Бромберг П. В.** Матричные методы в теории релейного импульсного регулирования. М., «Наука», 1967, 324 с.
36. **Букреев С. С.** Транзисторные усилители низкой частоты с обратной связью. М., «Советское радио», 1972, 184 с.
37. **Буланов Ю. А., Усов С. Н.** Усилители и радиоприемные устройства. М., «Высшая школа», 1971, 542 с.
38. **Булгаков А. А.** Новая теория управляемых выпрямителей. М., «Наука», 1970, 320 с.
39. **Булгаков А. А.** Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., «Наука», 1966, 297 с.
40. **Булгаков Б. Б., Корнилов Ю. Г., Толстов В. М.** Элементы и системы пневмоавтоматики Киев, «Техніка», 1968, 142 с.
41. **Витенберг М. И.** Расчет электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи. М.—Л., «Энергия», 1966, 723 с.
42. **Войшвилло Г. В., Караванов В. И.** Руководство по проектированию широкополосных и импульсных усилителей на транзисторах. Л., изд. ЛЭИС им. М. А. Бонч-Бруевича, 1970, 81 с.
43. **Волков В. М.** Логарифмические усилители на транзисторах. Киев, «Техніка», 1965, 266 с
44. **Волков В. М.** Функциональные электронные усилители с широким динамическим диапазоном. Киев, «Техніка», 1967, 342 с.
45. **Вопросы** надежности гидравлических систем. Сб. статей под ред. Т. М. Башты. Вып. 6. Киев, изд. Киевского ин-та гражданской авиации, 1970, 115 с.
46. **Вопросы** физики и применения тиристоров. Сб. работ под ред. В. А. Горохова. Вып. 16, М., изд. МЛТИ, 1967, с. 167—271.
47. **Гавриленко Б. А.** и др. Гидравлический привод. М., «Машиностроение», 1968, 503 с.
48. **Гальперин М. В.** и др. Транзисторные усилители постоянного тока. М., «Энергия», 1972, 271 с.
49. **Гамынин Н. С.** и др. Гидравлический следящий привод. Под ред В. А. Лещенко. М., «Машиностроение», 1968, 563 с.
50. **Гапличук Л. С.** Структурный синтез транзисторных усилителей с обратной связью. Под ред А. В. Шереметьева. М., «Связь», 1972, 128 с.
51. **Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д.** Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. М., «Энергия», 1970, 320 с.
52. **Герц Е. В.** Пневматические приводы. Теория и расчет. М., «Машиностроение», 1969, 360 с.
53. **Герц Е. В.** и др. Синтез пневматических приводов. М., «Машиностроение», 1966, 212 с.

54. **Гидравлика,** гидравлические машины и гидравлические приводы. Под ред. Т М. Башты. М., «Машиностроение», 1970, 503 с.

55. **Гидроавтоматика.** Под ред В. Н. Прокофьева М., «Наука» 1965, 152 с.

56. **Гидропривод** и гидроавтоматика в машиностроении. Сб. статей М., «Машиностроение», 1969, 396 с

57. **Гидропривод** и гидропневмоавтоматика. Сб. статей под ред. Е. М. Хаймовича. Киев, «Техніка», 1972, 159 с.

58. **Гидропневматические** усилители. «Бюллетень иностр научно-техн. информации ТАСС», 1965, № 1, с. 12—14.

59. **Глазенко Т. А.** Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. М., «Энергия», 1965, 188 с.

60. **Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б.** Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1969, 184 с.

61. **Горбань Б. Г.** Широкополосные усилители на транзисторах. М., изд. МЭИ, 1967, 131 с.

62. **Гордон А. В., Сливинская А. Г.** Электромагниты переменного тока. М., «Энергия», 1968, 200 с.

63. **Грузов В. Л., Сабинин Ю. А.** Асинхронные маломощные приводы со статическими преобразователями. Л., «Энергия», 1970, 136 с.

64. **Гуткин Б. М.** Ионный привод постоянного тока М.-Л., «Энергия», 1965, 53—264 с.

65. **Данилов Ю. А., Парфенов А. С.** Повышение температурной стабильности статических характеристик электрогидравлических усилителей без обратной связи Проблемы гидроавтоматики. М., «Наука», 1969, 250—256 с.

66. **Данюшевская Е. Ю.** Тиристорные реверсивные электроприводы постоянного тока. М., «Энергия», 1970, 96 с.

67. **Данюшевская Е. Ю., Бернштейн И. Я., Раскин Л. Я.** Преобразователи на тиристорах в системах регулируемого электропривода постоянного и переменного тока. Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. Т. 3. М., «Энергия», 1966, с. 261—288.

68. **Двинских В. А.** Измерение параметров усилителей с применением режима самовозбуждения. М., «Советское радио», 1965, 232 с.

69. **Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Голоньяк, Н., фон Застров Э.** Управляемые полупроводниковые вентили. Пер с англ. М., «Мир», 1967, 455 с.

70. **Динамика** электромашинных следящих систем. Под ред. Н. М. Якименко. М., «Энергия», 1967, 408 с.

71. **Дискретный** электропривод с шаговыми двигателями. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1971, 624 с.

72. **Дмитриев В. Н.** Пневмоавтоматика. М., изд. ВЗЭИ, 1966, 150 с.

73. **Дробязко С. Ф.** Вопросы теории электропривода с двумя ступенями преобразования энергии. Киев, изд. Киевского ун-та, 1969, 180 с.

74. **Евсеев Ю. А., Ситник Н. Х.** Варианты несимметричных и симметричных переключателей (тиристоров). В сб. «Силовая полупроводниковая техника». Вып. IV. М., изд. ВНИИЭМ, 1965, 119 с.

75. **Еремеев И. С.** Магнитные преобразователи информации. М., «Энергия», 1967, 71 с.

76. **Ермаков С. А.** Электрогидравлический сервомеханизм для работы с цифровой управляющей машиной. Проблемы гидроавтоматики. М., «Наука», 1969, с. 230—236.

77. **Есаков В. Ф.** и др. Автоматическая регулировка усиления в усилителях низкой частоты. М., «Энергия», 1970, 80 с.

78. **Загорский Я. Т.** и др. Измерительные усилители на транзисторах. М., «Энергия», 1971, 217 с.

79. **Заенцев В. В.** Широкополосное усиление. Воронеж, изд. Воронежского ун-та, 1969, 95 с.

80. **Зверев А. Е., Курганов В. Д.** Электронные и полупроводниковые усилители импульсных сигналов. Под ред. С. А. Зверева. М., изд. МАТИ, 1965, 220 с.

81. **Иванчук Б. Н.** и др. Электроприводы с полупроводниковым управле-

нием. Тиристорные усилители в схемах электропривода. М.—Л., «Энергия», 1966, 112 с.
82. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. М., «Энергия», 1968, 112 с.
83. **Иванчук Б. Н., Мерлин Л. М., Рувинов Б. Я.** Схемы импульсного управления тиристорными усилителями. ЦНИИТЭИ М., «Приборостроение», 1970, 71 с.
84. **Иванчук Б. Н., Рувинов Б. Я.** Параметрические стабилизаторы напряжения на полупроводниковых приборах и магнитных усилителях. М., «Энергия», 1971, 129 с.
85. **Измерительные** преобразователи постоянного тока. Под ред. Л. А. Синицкого. Киев, 1965, 236—244 с.
86. **Ильчев Д. Д., Татур О. Н., Флидлидер Г. М.** Электроприводы с полупроводниковым управлением. Под ред. М. Г. Чиликина. Системы с электромагнитными муфтами. М.—Л., «Энергия», 1965, 96 с.
87. **Каган В. Г.** и др. Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения. М., «Энергия», 1971, 96 с.
88. **Каганов И. Л.** Ионные приборы. М., «Энергия», 1972, 526 с.
89. **Козлов Н. П., Крассов И. М.** Электромагнитные пропорциональные управляющие элементы. М.—Л., «Энергия», 1966, 113 с.
90. **Колосов С. П.** и др. Элементы автоматики. М., «Машиностроение», 1970, 392 с.
91. **Конев Ю. И.** Электронная техника в автоматике. Сб. статей. Вып. 3. М., «Советское радио», 1972, 184 с.
92. **Конев Ю. И., Малышков Г. М.** Полупроводниковые переключающие реле. Авторское свидетельство № 177541, БИ № 1, 1966.
93. **Корнилов Ю. Г.** и др. Элементы и системы пневмоавтоматики. Киев, «Техніка», 1968, 142 с.
94. **Корнилов Ю. Г., Булгаков Б. Б., Толстов В. М.** Элементы и системы пневмоавтоматики. Киев, «Техніка»,1968, 142 с.
95. **Коротаев А. И., Макшанов В. И.** Автоматическое управление электроприводами. ч. I. Л., изд. ЛМИ, 1971, 98 с.
96. **Коссов О. А.** Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. М., «Энергия», 1971, 432 с.
97. **Кочинев Ю. Г.** Транзисторные усилители низкой частоты в устройствах автоматики ч. I. Л., изд. ЛЭТИ, 1969, 69 с.
98. **Крамской Э. И.** Гидравлические следящие приводы со струйными усилителями Л., «Машиностроение», 1972, 103 с.
99. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления. М., «Машиностроение», 1967, 255 с.
100. **Кремниевые** вентили. Под ред. С. Б. Юдицкого. М., «Энергия», 1968, 304с.
101. **Кризе С. Н.** Усилительные устройства. М., «Связь», 1968, 335 с.
102. **Крисилов Ю. Д.** Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. М., «Советское радио», 1972, 272 с.
103. **Крылов Г. М., Смирнов Г. А.** Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления. М.—Л., «Энергия», 1967, 167 с.
104. **Кузьмин В. А.** Тиристоры малой и средней мощности. М., «Советское радио», 1971, 184 с.
105. **Кузьмин В. А., Сентаров К. Я.** Четырехслойные полупроводниковые приборы. М., «Энергия», 1967, 182 с.
106. **Куликов С. В.** Управляемые мультивибраторы на транзисторах. М.—Л., «Энергия», 1966, 87 с.
107. **Кунцевич В. М., Чеховой Ю. Н.** Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией. Киев, «Техніка», 1970, 339 с.
108. **Левичев В. Г.** Транзисторные усилители. М., Воениздат, 1967, 208 с.
109. **Лемберг М. Д.** Релейные системы пневмоавтоматики. М., «Энергия», 1968, 143 с.
110. **Липман Р. А., Негневицкий И. Б.** Магнитные усилители постоянного тока с самонасыщением. Под ред. В. М. Дмитриева. М., 1966, 120 с.
111. **Ложников А. П. Сонин Е. К.** Каскадные схемы на транзисторах. М.,

«Энергия», 1969, 144 с.
112. **Лурье Б. Я.** Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. М., «Связь», 1965, 151 с.
113. **Магнитные** элементы на разветвленных сердечниках. Под ред. М. А. Боярченкова. М.,. «Энергия», 1969, 200 с.
114. **Магнитные** элементы непрерывного действия. Под ред. М. А. Розенблата. Труды совещания 1968 г., Ташкент. М., «Наука», 1972, 141 с.
15. **Макаров В. Л., Шнаревич Д. И.** Динамика трехфазных магнитных усилителей. Л., «Энергия», 1970, 129 с.
116. **Макарова А. А.** Расчет транзисторных усилителей постоянного тока с непосредственной связью, изд. ЛЭИС им. М. А. Бонч-Бруевича, 1969, 80 с.
117. **Маланов В. В.** О некоторых вопросах теории усилительных устройств. Горький, изд. ГПИ им. А. А. Жданова, 1965, 111 с.
118. **Маломощные** и следящие электроприводы. Сб. статей под ред. Ю. А. Сабинина. Л., «Наука», 1968, 163 с.
119. **Мамонкин И. Г.** Усилительные устройства. М., «Связь», 1966, 400 с.
120. **Марков Б. А., Чичерин Н. И.** Тиристорные судовые усилительно-преобразовательные устройства. Л., «Судостроение», 1967, 260 с.
121. **Мейстель А. М.** и др. Комплектные тиристорные устройства для управления асинхронными электроприводами. М., «Энергия», 1971, 119 с.
122. **Мелкозеров П. С.** Приводы в системах автоматического управления. М.—Л., «Энергия», 1966, 384 с.
123. **Мелкозеров П. С.** Энергетический расчет систем автоматического управления и следящих приводов. М., «Энергия», 1968, 304 с.
124. **Менджицкий Е.** Операционные усилители постоянного тока. Перевод с польск. Ю. А. Ярошевского. Под ред. А. В. Шилейко. М., «Энергия», 1967, 136 с.
125. **Мисежников Г. С., Мухина М. М., Штейшлейгер В. Б.** Мазер бегущей волны с повышенным погонным усилением. — «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 5, 92 с.
126. **Молчанов Г. Г.** Электрогидравлические преобразователи для гидравлической системы регулирования общепромышленного назначения. Проблемы гидроавтоматики. М., «Наука», 1969, 159—167 с.
127. **Найдис В. А., Лебедев А. М., Орлова Р. Т., Юферов В. Ф.** Системы постоянного тока на тиристорах. М.—Л., «Энергия», 1966, 105 с.
128. **Нарышкин А. К.** Противошумовые коррекции в широкополосных усилителях на транзисторах. М., «Связь», 1969, 107 с.
129. **Негневицкий И. Б.** Операционные магнитные усилители. М., «Энергия», 1971, 328 с.
130. **Неуймин Я. Г.** Накопительные магнитные усилители. Л., «Энергия», 1971, 95 с.
131. **Никитин Г. А., Комаров А. А.** Распределительные и регулирующие устройства гидросистем. М., «Машиностроение», 1965, 183 с.
132. **Объемные** гидравлические приводы. Под ред. Т. М. Башты. М., «Машиностроение», 1969, 628 с.
133. **Парфенов Э. Е., Прозоров В. А.** Вентильные каскады. Л., «Энергия», 1968, 91 с.
134. **Площенко Т. М.** Проектирование ламповых усилителей. Одесса, изд. Одесского электротехнического института связи, 1968, 180 с
135. **Порошин Н. Д.** Шумовые свойства низкочастотного емкостного усилителя. — «Радиотехника», 1967, № 6
136. **Плужников В. М.** Диэлектрические усилители. М., «Энергия», 1969, 320 с.
137. **Погорелов В. И., Тюшев В. С.** Гидропривод и автоматика. Л., изд. Сев.-Зап. заочн. политехн. ин-та 1968, 431 с.
138. **Полковский И. М.** Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах М.—Л , «Энергия», 1965, 215 с.
139. **Полонников Д. Е., Певзнер В. В.** Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. М., «Энергия», 1970, 288 с.

140. **Попов П. А.** Обратная связь в транзисторных усилителях. М , «Энергия», 1969, 64 с
141. **Применение** теории электрических цепей к расчету электротехнических устройств автоматики Сб. статей под ред. С. П. Колосова. М., изд МАИ, 1970, 152 с
142. **Прищепов Г. Ф., Прищепова Т. М.** Об инженерном расчете цепей смещения. Сб статей «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред Я А. Федотова. Вып. 15 М., «Советское радио», 1966, 264 с.
143. **Проектирование** усилительных устройств на транзисторах. Под ред. Г. В. Войшвилло. М., «Связь», 1972, 184 с.
144. **Промышленные** гидроприводы и гидропневмоавтоматика. Под ред. В. Я. Скрицкого. Киев, «Техніка», 1968, 156 с.
145. **Прусенко В. С.** Пневматические регуляторы. М.—Л., «Энергия», 1966, 279 с.
146. **Рабинович Л. В., Петров Б. И., Терсков В. Г., Сушков С. А., Панкратьев Л. Д.** Проектирование следящих систем. М., «Машиностроение», 1969, 499 с.
147. **Рамм Г. С.** Электронные усилители. М., «Связь», 1966, 336 с.
148. **Расчет** и проектирование импульсных усилителей. М., «Высшая школа», 1967, 335 с.
149. **Ризкин А. А.** Основы теории и расчета электронных усилителей. М.—Л., «Энергия», 1965, 463 с.
150. **Розенблат М. А.** Магнитные усилители в технике автоматического регулирования. М., «Энергия», 1972, 552 с.
151 **Розенблат М. А.** Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., «Наука», 1966, 719 с.
152. **Ройзен С. С., Стефанович Т. Х.** Магнитные усилители в электроприводе и автоматике. М., «Энергия», 1970, 552 с.
153 **Рудаков В. В.** и др. Системы непрерывного управления электроприводами. Л., «Наука», 1968, 115 с.
154. **Севастьянов В. А., Инешин А. П.** Системы электропривода с магнитно-полупроводниковыми преобразователями МУС-Д с ППУ. Саратов, Приволжск. кн. изд., 1966, 115 с.
155. **Силовые** преобразователи (сводный каталог), 05, 03.31—67. «Информстандартэлектро». М., 1967, 68 с.
156. **Синельников А. Х.** Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты. М., «Энергия», 1969, 80 с.
157. **Скибарко А. П., Длугач Г. В.** Усилительные устройства. ч. 1. М., изд. МАИ, 1971, 112 с.
158. **Слежановский О. В.** Реверсивный электропривод постоянного тока. М., «Металлургия», 1967, 423 с.
159. **Степанов В. В.** Анализ линейных электронных усилителей. Рига, Риж. ин-т инженеров гражд. авиации, 1968, 407 с.
160. **Строук Дж.** Введение в когерентную оптику и голографию. Пер. с англ. Под ред. Л. М. Сороко. М., «Мир», 1967, 347 с.
161. **Теория** машин-автоматов и пневмогидроприводов. Сб. статей. Под ред. Л. В. Петрокаса. М., «Машиностроение», 1970, 344 с.
162. **Теория** пневмо- и гидропривода. Под ред. И. И. Артоболевского. М., «Наука», 1969, 264 с.
163. **Темный В. П.** Гидравлические регуляторы. М.—Л., «Энергия», 1966, 144 с.
164. **Тищенко Н. М.** Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. М., «Энергия», 1970, 840 с.
165. **Топфер Г.** и др. Пневматические системы уравления. М., «Энергия», 1972, 87 с.
166. **Транзисторные** схемы автоматического управления. Проектирование и расчет. Под ред. Ю. И. Конева. М., «Сов. радио», 1967, 280 с.
167 **Тумаркин М. Б.** Гидравлические следящие приводы. Структура и кинематика. М., «Машиностроение», 1966, 296 с.

168 **Управление** вентильными электроприводами постоянного тока Под ред. Е. Д. Лебедева. М., «Энергия», 1970, 200 с.
169. **Урин В. Д.** Наладка магнитных усилителей. М., «Энергия», 1967, 64 с.
170. **Файн В. М., Ханин Я. И.** Квантовая радиофизика. М., «Советское радио», 1965, 608 с.
171. **Федосов В. М., Ханин Я. И.** Квантовая радиофизика. М., «Советское радио», 1965, 608 с.
172. **Хинрикус Х. В.** Методы измерения параметров квантовых парамагнитных усилителей Под ред. А. В Кубарева М., изд-во стандартов, 1968, 119 с.
173. **Хохлов В. А.** Гидравлический следящий привод. М., «Наука», 1966, 104 с.
174. **Хохлов В. А.** и др. Электрогидравлические следящие системы. М., «Машиностроение», 1971, 431 с.
175. **Цуканов Э. Ф., Мамедов В. М.** Корректирование характеристик электромашинных систем. М., «Недра», 1967, 131 с.
176. **Цыкин Г. С.** Усилители электрических сигналов. М., «Энергия», 1969, 384 с.
177. **Цыкин Г. С.** Усилительные устройства. М , «Связь», 1971, 377 с.
178. **Цыкин Г. С.** Электронные усилители. М., «Связь», 1965, 511 с.
179. **Цыкина А. В.** Усилители. М., «Связь», 1972, 360 с.
180. **Чаповский М. З.** Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., «Связь», 1968, 232 с.
181. **Чистов В. П.** и др. Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока. М., «Энергия», 1968, 232 с.
182. **Чуркин В. М.** Статические характеристики дроссельного исполнительного механизма с широтно-импульсным управлением. Гидроавтоматика. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Наука», 1965, с. 31—42.
183. **Шипилло В. П.** Атоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969, 400 с.
184. **Шипилло В. П., Булатов О. Г.** Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями. М.—Л., «Энергия», 1966, 144 с.
185. **Шор К. Г.** Малошумящие транзисторные усилители. М., «Энергия», 1971, 112 с.
186. **Электронная** техника в автоматике. Сб. статей. Под ред. Ю. И Конева. М., „Советское радио“, 1971, 184 с.
187. **Элементы** электрооборудования и системы автоматики. Сб. статей. Под ред. А. М. Бамдас. Горький, изд. ГПИ им. А. А. Жданова, 1969, 163 с.
188. **Androne C., Haba P.** On the Theory of Selfsaturating Magnetic Amplifier. The Steady-State of Magnetic Amplifier Element with Half-Wave. «Bull. Inst. Politechn. Iasi», 1971, 17, № 1—2, p. 75—44.
189. **Bajorek Zygmunt.** Elektromaszynowe elementy automatyki. Warszawa, Wydawn. nauk. techn., 1969, 235 S.
190. **Benedict R. R.** Electronics for Scientists and Engineers Prentice-Hall, 1967.
191. **Bermel Th. W., Lembert D. E.** Digital Fluidic Operational Amplifier. «12th Joint Automat. Control Conf. Amer. Automat. Contr. Counc., St. Louis, Mo, 1971. Prepr. tech. paper». New York, 1971, p. 420—425.
192. **Brazee I. G.** Semiconductor and Tube Electronics. An Introduction. Holt., 1968.
193. **Brooks A. M.** Advanced Electric Circuits. Pergamon Press, 1966.
194. **Busse G.** Statik und Dynamik unsymmetrish angesteurter Differenzverstarker. I. Teil: «Elektronik», 1969, 18, № 11, S. 337—340, E216.
195. **Carr W. N., Sefcik J. C.** Nasap Guided Design of MOSFET Linear Amplifiers with Feedback. «12th Widwest Sympos. Circuit Theory, Austin, Texas, 1969». New Yorks 1969, VIII. 3/1.
196. **Cho C. H.** Regenerative Servo Amplifier for Electro-Hydraulic Actuator. «Advances Instr., vol. 23, p. 2». Pittsburgh, Pa, 1968, 928/1 — 928/11.
197. **Controlling** DC Motors. «Electromech. Design», 1966, 10, № 3, p. 82—83.
198. **Culter P.** Electronic Curcuit Analysis. Mc Graw, 1967.

199. **Dieter W., Krohn H** Neuere Entwicklungen auf dem Gebiet der Druck-, Strom- und Wegeventile. «Techn. Mitt.», 1968, 61, № 6, p. 257—264.
200. **Evans F. J.** A Linear Thyristor Power Stage with Self-Limiting Firing Circuits. «IEEE Trans. Ind Electron and Contr Instrum.», 1970, 17, № 1, p. 23—33.
201. **Faure R.** Initation l'electronique. Dunod, 1966.
202. **Fluidic** Output Interfaces «Automation» (USA), 1969, 16, № 9, p. 54—58.
203. **Foulard C.** Amplificateurs de puissance pour moteurs d'asservissements. «Inter. electron.», 1968, 23, № 6, p. 9—14.
204. **Green R. M., Waksberg A.** Lasers in Communications. «Canad. Electron. Eng.», 1969, 13, № 8, 30 p.
205. **Hadgigeorge G.** Daytime Ground-To-Sattelite Laser Ranging Experiments. «Applied Optics», 1969, 8, № 8, p. 1742
206 **Hanafusa H., Miyata K.** Fluid Servo Amplifier Operated by PWM Mode. «Fluidies Quart.», 1971, 3, № 4, p. 30—44.
207. **Higuchi T.** Low Drift Push-Pull Self-Saturating Magnetic Amplifier Using a Single Core «IEEE Trans Ind. Electron and Contr. Instrum.», 1972, 19, № 1, p. 6—12.
208. **Himmler C. R.** Comparative Performances of Servo Valves with Fluidic and Electrical Inputs. «Proc. 1968 Fluid Power Internat. Conf Sept.», S I., s. a. p. 37—42.
209. **Himmler C. R.** Un nouvel amplificateur de couple à commande incrémentale. «Energie fluide et lubrific. hydrual., pneumat. et asserv.», 1969, 8, № 22, p 59—62.
210. **Хиранэ Й.** «Сэйге когаку, J. Japan Assoc. Automat. Control Engrs.», 1965, 9, № 9, p 468—475.
211. **Howell E. K.** Shuno-Motor Speed Control. «Electron. Design», 1966, 14, № 2, p 56—60.
212. **Ikeda Y., Hata S.** Control of DC Servo Motor by the Improved Linear Thyristor Amplifier. «Bull. Univ. Osaka Prefect», 1969, A18, № 1, p 141—151.
213. **Kaludercie P.** Berechnungsverfahren für einen Operationsverstürker mit galvanisch getrennten «Anschlüs-Sen. Automatik», 1970, 15, № 8, S. 278—282.
214. **Lasek L.** Analiza widmowa wzmacniacza pradu stałego z przetwarzaniem. «Arch. electrotechn.» (RRL), 1970, 19, № 4, S. 627—646.
215. **Ledger A. S., Roche N. H.** Fundamentals Electronics. Blackie and Sons, 1967.
216. **Markus I.** Sourcebook of Electronics Circuits. Mc Graw, 1968.
217. **Massen R.** On the Measurement of Signal Noise in Proportional Fluidic Amplifiers. «Fluidics Quart.», 1972, 4, № 1, p. 37—49.
218. **Mc Cloy D.** Discharge Characterisitcs of Servo Valve Orifices. «Proc. 1968 Fluid Power Internat. Conf. Sept.», S. I, s. a., p. 43—50.
219. **Miles F.** Low Bias Current Amplifiers. «Electron. Equip. news», 1971, 13, № 6, p. 26—33.
220 **Millman I., Halkias C.** Electronic Devices and Circuits. Mc Graw, 1968.
221. **Morita Y., Sarukai Y.** Stability of Magnetic Amplifier Doubler Circuit with Capacitive Load. «Elect. Eng. Japan», 1969, 89, № 3, p. 63—71.
222. **Pavlin G.** Fluidique analogique éléments de base et applications. «Mach. — outil», 1971, 36, № 280, 193, 195, 197, 199, 201.
223. **Payton G. L., Warren Morris L.** Custom Compensate Your of Amp. «Electron. Dev.», 1971, 19, № 1, p. 92—95.
224. **Pridham G. I.** Electronic Devices and Circuits. Pergamon Press, 1968.
225. **Reschke D.** Berechnung einer Transistorschaltung auf dem Analogrechner mit Hilfe eines Transistormodells. «Wiss. Z. Techn. Hochsch. Ilmenau», 1969, 15, № 4—5, S. 189—194.
226. **Ryder I. D.** Engineering Electronics for Industrial Applications and Control. M,. Graw, 1967.
227. **Sarpkaya T.** On Mean Motion, Jet Turbulence and Noise in Proportional Fluid Amplifiers. «Fluidic Quart.», 1972, 4, № 1, p. 30—36.
228. **Schieber D, Erlicki M. S.** The Transductor and the Auto-Self-Excited Transductor. «Wiss. Z. Electrotech.», 1968, 11, № 3, p. 149—166.

229. **Schommdrtz G.** Rauschen von Differenzverstürkern. «Mes. — Steuern— Regeln», 1971, 14, № 12, S. 464—467, I, II, III.
230. **Schulz P.** Magnetische und Dielektrische Verstürker. «Wiss. Z. Techn. Hochsch. Otto v. Guericke, Magdeburg», 1969, 3, № 7, S. 661—668.
231. **Schulz P.** Statisches Verhalten dielektrischer Verstärker. «Wiss. Z. Techn. Hochschule Otto von Guericke, Magdeburg», 1968, 12, № 5—6, S.635—639.
232. **Shead G., Evans F. G.** High-Speed Pulsewidth Modulated Thyristor Amplifier for D C Motors Control. «Int. Journ. Control», 1970, 12, № 1, p. 49—63.
233. **Seely S.** Electronic Circuits. Mc Graw, 1968.
234. **Sipf E.** Einfluss der Transistor-Parameter bei einem Differenzverstürker. «Arch. techn. Mes.», 1970, № 415, p. 189—192.
235. **61-series** Circuit Modules for Thyristor Power Control Systems. «Appl. Compan. Electron.», 1971, 8, № 9, p. 55—58.
236. **Sizing** Components for Fluid Power Systems. «Hydraul. and Pneumat.», 1969, 22, № 4, p. 119—150.
237. **Suchánek V.** Combinations of non-power transistors with rotary magnetic amplifiers. «Actatechn.» (CSAV), 1966, II, — 1, S. 110—118.
238. **Takashma Y., Hata S.** Variable Gain Magnetic Amplifier and Application for Parameter Invariance Control Systems. «Bull. Univ. Osaka Prefect», 1970, A19, № 2, p. 337—347.
239. **Такэда H.** Design and Characteristics Analysis of Transistor Motor. «Nat. Techn Rept», 1965, II, № 3, p. 175—180.
240. **Taplin L. B.** Fluidics. The Admittance Properties of a Jet Proportional Amplifier. «SAE Spec. Pubs.», 1969, № 348, p. 27—35.
241. **Taplin L. B.** An Equivalent Source for Fluid Amplifiers. «Proc. Nat. Aerospace Electron. Conf., Dayton, Ohio, 1970». New York, 1970, p. 168—172.
242. **Thyristor** Power Supplies, AC Controllers and Rectifier Bridges. An Introduction to Modular Power and Control Systems. «Appl. Compon Electron.», 1971, №, 8, № 2, p. 11—31.
243. **Transduktoren.** (AEG Handbüch., 7). «Allg. Elektr.—Ges., Berlin, 1967, 119 S.
244. **Wormley D. N., Richardson H. H.** A Design Basis for Vorteätype Fluid Amplifiers Operating in the Incompressible Flow Regime. «Trans. ASME», 1970, D92, № 2, p. 369—376.

Раздел II

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

Литература к главам X—XIV

1. **Автоматическое управление** и вычислительная техника. Сб. статей. Под ред. В. В. Солодовникова М., «Машиностроение», 1972, 279 с.
2. **Алекперов В. П., Вальков Л. С., Хабаров В. С.** Гармоническая линеаризация логических блоков управления систем с переменной структурой. В сб. «Системы с переменной структурой и их применение в задачах автоматизации полета». М., «Наука», 1968, 104—109 с.
3. **Алекперов В. П., Хабаров В. С.** Расширение параметрической области устойчивости с помощью нелинейных законов управления. — «Автоматика и телемеханика», 1965, № 11.
4. **Александровский Н. М.** Элементы теории оптимальных систем автоматического управления. М., «Энергия», 1969, 128 с.
5. **Андреев В. Д.** Теория инерциальной навигации. Корректируемые системы. М., «Наука», 1967, 647 с.
6. **Артым А. Д.** Электрические корректирующие цепи и усилители. Теория и проектирование. М.—Л., «Энергия», 1965, 418 с.
7. **Атанс М. и Фалб П.** Оптимальное управление. Пер. с англ. М., «Машиностроение», 1968, 764 с.
8. **Баранчук Е. И.** Взаимосвязанные и многоконтурные регулируемые системы. Л., «Энергия», 1968, 267 с.

9. **Баранчук Е. И., Коварская Е. Л.** Теория и проектирование следящих систем переменного тока. М.—Л., «Энергия», 1966, 383 с.

10. **Бесекерский В. А.** Динамический синтез систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1970, 575 с.

11. **Бесекерский В. А., Попов Е. П.** Теория систем автоматического регулирования М., «Наука», 1972, 767 с.

12. **Бессонов А. А.** Прогнозирование характеристик надежности автоматических систем. Л., «Энергия», 1971, 151 с.

13. **Болтянский В. Г.** Математические методы оптимального управления. М., «Наука», 1969, 408 с.

14. **Босый Н. Д.** Многоканальные системы передачи информации. Киев, «Техніка», 1971, 292 с.

15. **Браславский Д. А., Якубович А. М., Алекперов В. П.** и др. Кворум-элементы и их применение в информационных и управляющих системах. — «Приборы и системы управления», 1968, № 3.

16. **Вальков Л. С., Шнирман Э. Т.** Стабилизация вращательного движения летательного аппарата без собственного демпфирования. В сб. «Системы с переменной структурой и их применение в задачах автоматизации полета». Под ред. Б. Н. Петрова и С. В Емельянова. М., «Наука», 1968, с. 285—291.

17. **Васильев Д. В., Чуич В. Г.** Системы автоматического управления М., «Высшая школа», 1967, 418 с.

18. **Вевюрко И. А., Горжевский И. И.** Гистерезисный тахометр. «Электротехника», 1967, № 8, с. 32—33.

19. **Веселов В. А., Азов А. К., Щербаков В. Н.** Транзисторные подавители квадратурной помехи в следящих системах переменного тока. Л., Ленинградский дом научно-технической пропаганды, 1965.

20. **Вопросы** расчета систем автоматического управления. Сб. статей. Ч. 1. Челябинск, изд. ЧПИ им. Ленинского Комсомола, 1971, 173 с.

21. **Воронов А. А.** Основы теории автоматического управления. Ч. 1. М.—Л., «Энергия», 1965, 396 с.

22. **Гольдфарб Л. С.** и др. Теория автоматического управления. Ч. 1. Под ред. А. В. Нетушила. М., «Высшая школа», 1968, 424 с.

23. **Горовиц А. М.** Синтез систем с обратной связью. Пер. с англ. А. Н. Гайсинского. Под ред. М. В. Меерова. М., «Сов. радио», 1970, 600 с.

24. **Гостев В. И.** Анализ корректирующих устройств переменного тока, осуществляющих демодуляцию и модуляцию сигнала. «Автоматика и телемеханика», 1966, № 2.

25. **Гостев В. И.** Корректирующие устройства с прерывателями. Киев, «Техніка», 1968, 154 с.

26. **Гостев В. И.** Корректирующие четырехполюсники с прерывателями. Киев, «Техніка», 1965, 170 с.

27. **Гостев В. И.** Эквивалентные передаточные функции схемы «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор.» Ч. I. — «Автоматика и телемеханика», 1967, № 9, с. 79—91.

28. **Гостев В. И.** Эквивалентные передаточные функции схем «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор.» Ч. II. — «Автоматика и телемеханика», 1967, № 11.

29. **Де Пиан.** Использование гиратора. «Электроника» (русск. перевод), 1968, № 12, с. 17—24.

30. **Де Пиан, Мельцер.** Инверторы импеданца. — «Электроника» (русск. перевод), 1968, № 18, с. 22—34.

31. **Доброгурский С. О.** и др. Счетно-решающие устройства. М., «Машиностроение», 1966, с. 157—174.

32. **Догановский С. А., Иванов В. А.** Устройства запаздывания и их применение в автоматических системах. М., «Машиностроение», 1966, 280 с.

33. **Дружнин А. И., Печорина И. Н.** Использование нелинейной коррекции для расширения областей допустимых состояний системы автоматического управления в пространстве ее параметров. «Труды Уральского политехнического института.» Сб. 149, 1965, с. 101—108.

34. **Емельянов С. В.** Системы автоматического управления с переменной структурой. М., «Наука», 1967, 335 с.

35. **Емельянов С. В.** и др. Теория систем с переменной структурой. М., «Наука», 1970, 592 с.

36. **Жильцов К. К.** К вопросу о частотных свойствах нелинейных логических звеньев. — «Автоматика и телемеханика», 1968, № 3.

37. **Зайцев Г. Ф.** Анализ линейных импульсных систем автоматического регулирования и управления. «Техніка», 1967, 383 с.

38. **Зайцев Г. Ф.** Корреляция систем автоматического управления постоянного и переменного тока. М., «Энергия», 1969, 383 с.

39. **Зайцев, Г. Ф.** Синтез следящих систем высокой точности. Киев, «Техніка», 1971, 202 с.

40. **Захаров А. И., Базиленко О. К.** Исследование систем передачи информации с обратными связями. Кишинев, изд. АН Молд. ССР, 1968, 32 с.

41. **Зеленов А. Б., Карочкин А. В.** и др. Автоматизированный электропривод и следящие системы. Харьков, изд. ХГУ, 1965, с. 340—354.

42. **Земсков В. А.** Улучшение устойчивости автоматической системы одного класса при случайных помехах с помощью нелинейных законов управления. В сб. «Анализ и синтез систем автоматического управления». Под ред. Б. Н. Петрова М., «Наука», 1968, с. 267—270.

43. **Земсков В. А., Макарьев Б. М.** Улучшение помехоустойчивости автоматической системы одного класса с помощью нелинейных законов управления. — «Известия АН СССР. Техническая кибернетика, 1965, № 1, с.143—149.

44. **Ивей К. А.** Системы автоматического регулирования на несущей переменного тока. Пер. с англ. Под ред. К. И. Куракина. М., «Машиностроение», 1968, 320 с.

45. **Казамаров А. А.** и др. Динамика двумерных систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1967, 307 с.

46. **Каневский З. М.** Передача сообщений с информационной обратной связью. М., «Связь», 1969, 264 с.

47. **Копелева Н. Е., Хабаров В. С.** Применение метода гармонической линеаризации к анализу систем с переменной структурой. В сб. «Системы с переменной структурой и их применение в задачах автоматизации полета». М., «Наука», 1968, с.107—117.

48. **Корноухов П. В.** Корректирующие цепи усилителей звуковой частоты. Киев, «Техніка», 1965, 268 с.

49. **Коротаев А. И., Макшанов В. И.** Автоматическое управление электроприводами. Ч. 1. Л., изд. ЛМИ. 1971, 98 с.

50. **Красовский Н. Н.** Теория управления движением. М., «Наука», 1968, 475 с.

51. **Кринецкий И. И.** Расчет нелинейных автоматических систем. Киев, «Техніка», 1968, 309 с.

52. **Кузовков Н. Т.** Динамика систем автоматического управления. М., Машгиз, 1968, с. 242—280.

53. **Кунцевич В. М.** Импульсные самонастраивающиеся и экстремальные системы автоматического управления. Киев, «Техніка», 1968, 282 с.

54. **Кунцевич В. М.** и др. Точные методы исследования нелинейных систем автоматического управления. Под ред. Р. А Нелепина. М., «Машиностроение», 1971, 323 с.

55. **Куракин К. И.** Теория систем автоматического регулирования с амплитудной модуляцией. Гл. XII в книге 2. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Под ред. проф. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1967, с.459—514.

56. **Маркушин Е. М.** Оптимальные системы автоматического регулирования с запаздыванием по времени. Саратов, изд. Сарат ин-та, 1971, 92 с.

57. **Медякова Л. В.** Коррекция частотных характеристик в усилителях звуковых частот. Л., изд. Сев-Зап. заочн. политехн. ин-та, 1967, 70 с.

58. **Мееров М. В.** Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. М., «Наука», 1967, 423 с.

59. **Мерриэм Ч. В.** Теория оптимизации и расчет систем управления с обратной связью. Пер. с англ. М., «Мир», 1967, 549 с.

60. **Метод** гармонической линеаризации в проектировании нелинейных систем. Под ред. Е. П. Попова. М., «Машиностроение», 1970, 567 с.

61. **Нелинейная** оптимизация систем автоматического управления. Из серии книг «Нелинейные системы автоматического управления». Под ред Е. П. Попова. М., «Машиностроение», 1970, 307 с.

62. **Нелинейные** корректирующие устройства в системах автоматического управления Из серии книг «Нелинейные системы автоматического управления». Под ред. Е. П. Попова. М., «Машиностроение», 1971, 466 с.

63 **Николаенко Н. С.** Синтез транзисторных усилителей и фильтров. Л., «Энергия», 1970, с 190—235

64. **Орурк И. А.** Новые методы синтеза линейных и некоторых нелинейных динамических систем. М.—Л., «Наука», 1965, 207 с.

65 **Пальтов И. П., Мандыбура В. С.** Коррекция автоматических систем компенсацией нелинейных статических характеристик. Сб. «Анализ и синтез систем автоматического управления» Под ред. Б. Н. Петрова. М., «Наука», 1968, с. 271—281.

66. **Пальтов И. П.** О синтезе линейных корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах. В сб. «Анализ и синтез систем автоматического управления». Под ред. Б. Н. Петрова. М., «Наука», 1968, с. 281—293.

67. **Панов В. И., Крылов Г. М.** и др Расчет логарифмических усилителей с нелинейными элементами в цепях нагрузки М., «Энергия», 1969, 103 с.

68. **Попков С. Л.** Теория автоматического регулирования. Киев. изд. Киевского ин-та гражданской авиации, 1967, 259 с.

69. **Попов Е. П.** Автоматическое регулирование и управление. М., «Наука», 1966, 388 с.

70. **Потапов А. М.** Настройка и испытания следящих приводов. Л., «Энергия», 1970, 103 с.

71. **Рязанов Ю. А.** Проектирование систем автоматического регулирования М. «Машиностроение», 1968, 359 с.

72. **Савараш Иосикадзу, Акаси Хадзимэ, Теранси Минору, Фикуда Такэхито.** Нелинейная коррекция двухмерной нелинейной следящей системы. «Сэйте» Кочаву, J. Japan ASSA. Automat Control Engrs 6, 1966, 10, № 6.

73. **Самообучающиеся** автоматические системы. Сб статей. Под ред А. А. Фельдбаума. М., «Наука», 1966, 432 с.

74. **Сметанин Н. А.** Гармоническая линеаризация звена переменной структуры. «Автоматика и телемеханика», 1965, № 6.

75. **Современные** методы проектирования систем автоматического управления. Под ред. Б. Н. Петрова, В В. Солодовникова, Ю. И. Топчеева. М., «Машиностроение», 1967, 703 с.

76. **Солодовников В. В., Шрамко Л. С.** Расчет и проектирование аналитических самонастраивающихся систем с эталонными моделями. М., «Машиностроение», 1972, 270 с.

77. **Сотсков Б. С.** Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М.—Л., «Энергия», 1965, 576 с.

78. **Теверовский В. И.** Об автоколебаниях релейных систем, содержащих звено со скачкообразно изменяющимися параметрами. — «Автоматика и телемеханика», 1965, № 11.

79. **Теверовский В. И.** О периодическом режиме релейной системы с изменяющимся «чистым запаздыванием». — «Автоматика и телемеханика», 1966, № 1.

80. **Теория** автоматического управления. Под ред. А. В. Нетушила. Ч. 1. М., «Высшая школа», 1968, 424 с.

81. **Теория** и средства автоматики. Сб. статей. Под ред. Я. З. Цыпкина. М., «Наука», 1968, 430 с.

82. **Топчеев Ю. И.** О надежности систем управления, склонных к автоколебаниям. — «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 7. М., «Машиностроение», 1967.

83. **Траксел Дж.** Синтез систем автоматического регулирования. Пер. с англ. А. М. Егорова, М., Машгиз, 1959, 614 с.

84. **Траксел Дж.** Справочная книга по технике автоматического регулирования. М.—Л., Машгиз, 1962.

85. **Турченков В. И.** Корректирующие звенья в следящих системах на полупроводниковых приборах. М.—Л., «Энергия», 1966, 144 с.

86. **Тюрин А. С.** Получение сигнала, пропорционального скорости вращения двигателя постоянного тока. — «Известия высших учебных заведений. Электромеханика», 1969, № 10, с. 1157—1160.

87. **Файнберг М. Ю.** Компенсационный способ уменьшения пульсаций напряжения тахогенератора. — «Электричество», 1970, № 10, с. 86—88.

88. **Фельдбаум А. А.** Основы теории оптимальных автоматических систем. М., «Наука», 1966, 623 с.

89. **Фельдбаум А. А., Бутковский А. Г.** Методы теории автоматического управления. М., «Наука», 1971, 744 с.

90. **Фостер У., Гизекинг Д., Уэймейер У.** Нелинейный фильтр с независимыми трактами для фазы и амплитуды (с примерами применения). «Теоретические основы инженерных расчетов. Труды Американского общества инженеров-механиков». Том 88. Серия Д, русский перевод, «Мир», 1966, № 2, с. 155—161.

91. **Хабаров В. С.** К вопросу построения частотных характеристик одного класса САР с переменной структурой. «Автоматика и телемеханика», 1965, том XXVI, № 8, с.1472—1476.

92. **Хлыпало Е. И.** Нелинейные системы автоматического регулирования. Л., «Энергия», 1967, 451 с.

93. **Черников С. А.** Устойчивость и автоколебания неравножестких гироскопических систем при внешнем воздействии. — «Известия высших учебных заведений. Приборостроение», 1965, № 2.

94. **Честнат Г.** Техника больших систем. Пер. с англ. Под ред. О. И. Авена. М., «Энергия», 1969, 656 с.

95. **Шаталов А. С.** Преобразование сигналов автоматического управления. Гл. II. «Системы управления с амплитудной модуляцией». М.—Л., «Энергия», 1965, 102—172 с.

96. **Шаталов А. С.** Преобразования сигналов и изображающих их функций обобщенными линейными системами автоматического управления. М.—Л., «Энергия», 1965, 344 с.

97. **Шаталов А. С.** и др. Летательные аппараты как объекты управления. М., «Машиностроение», 1972, 239 с.

98. **Шаталов А. С.** Методы синтеза систем управления. М.,«Машиностроение», 1969, 427 с.

99. **Шляндин В. М., Кузмичев Г. М.** Цифровые автокомпенсаторы уравновешивания. М., «Энергия», 1968.

100. **Шувалов В. П.** Спектры и переходные процессы сигналов, используемых в технике передачи дискретной информации. Новосибирск, изд. Новосибирского электротех. ин-та связи, 1970, 56 с.

101. **Andly F.** Alternate State-Variable Realizations Using Single-Ended Operational Amplifiers. «Proc. IEEE», 1971, 59, № 12, p. 1710—1711.

102. **Bakken O. A.** Some Practical Considerations in the Application of Modern Control to Aerospace Vehicle. «JACC», Preprints of Technical Papers, 1967, p. 158—164.

103. **Biatko M., Sieńko W.** Synteza transmitancji przy uzycin wzmachiaczy operacyińych i pasywnych uktadów RC. «Pospr. Electrotechn.», 1972, 18, № 1, S. 39—56.

104. **Brown B. M.** Continuous Compensation of Feedback Sampled-Data Linear Control Systems.«Automat. and Remote Control Theory», London, Butterworths; Munich, Oldenbourg, 1964, p. 165—170.

105. **Buchhols G.** Gauss-Approximation im Zeitbereich für RC-Vierpole. «Nachrichtentechnik», 1971, 21, № 8, S. 289—293.

106. **Conant B. K., Won Y. J.** Pitfalls in State-Variable Filter Design.

«WESCON Techn. Paper», San Francisco, Colif., 1971, vol 15, Los Angeles, Calif., 1971.

107. **Dauphin A.** Théorie des réseaux électriques linéaires. 4. Analyse et synthése des filtres passifs. Malatoff, Ecole supér., élec., 1971, 280 p.

108. **Douce I. L, Edwards R. H.** Compensation of A C Control Systems Subjected to Carrier — Frequency Fluctuations. «Proc. Inst. Electr Eng.», 1965, 112, № 1, p. 151—158.

109. **Fliege N.** Analysis and Synthesis of RC — Active Filters with Non — Ideal Amplifiers. «Nachrichtentechn. Z.», 1972, 25, № 6, S. 281—287.

110. **Garg D. P.** A Popov-Criterion — Based Algorithm for Control System Synthesis Using Nonlinear Compensators. «Int. J. Control», 1971, 13, № 1, p. 155—163.

111. **Higgins R. A.** An Exact Method for Compensation of Discrete Data Systems in the Z-Plane. «Int. J. Control», 1972, 15, № 1, p. 21—27.

112. **International** Symposium on Circuit Theory, Apr. 18—21, 1972, North Hollywood, Calif., N. Y., IEEE, 1972.

113. **Katz S., Hastie E.** Pneumatic Passive Lead Hetworks for Fluidic Systems. «12th Joint Automat. Contr. Conf. Americ. Automat. Contr. Counc., St. Louis, Mo., 1971, Prepr. techn. paper», N. Y., 1971, p. 391—398.

114. **Kobylars,** Th. J. The Direct Design of Linear Circuits by Means of Computer Circuit Analysis Programs Having a Mixed Method Approach. «Rozpr. Electrotechn.», 1972, 18, № 1, S. 19—37.

115. **Kosewski P., Centkowski G.** O projektowamu korektorów tlumieniowych, «Pr. nauk. Warsz.», 1971, № 19, S. 43—50.

116. **Macura A., Chojcan J.** A Method for Solving Nonlinear and Linear D C Networks. «Bull. Acad. Pol. Sci Sér Sci. Techn.». 1972, 20, № 2, S. 135—141.

117. **Mahalanabis A. K., Nath A. K.** On the Stabilitiy of a Hysteresis System under Sinusoidal Excitation. «Intern. Journ. of Control», 1966, 2, № 6, p. 551—559.

118. **Mahalanabis A. K., Oldenburger R.,** Signal Stabilization of a Memory Type Nonlinearity. «Trans.ASME», 1967, 89D, № 2.

119 **Mateescu A.** Circuite corectoare. Bucuresti, Ed. techn., 1971, 388 p.

120. **Нитта Кокити, Окицу Ясуси, Судауки Сигэюки.** — «Отомэсён, Automation», 1966, 11, № 4, с 107—112; — «Отомэсён, Automation», 1966, 11, № 5, с.107—110.

121. **Osborne R. J.** Control System Flexibility from Operational Amplifiers. «Instr. and Contr. Eng.», 1970, 8. Aug., p. 7, 9; 11, 13, 17.

122. **Proceedings** of the Fourteenth Midwest Symposium on Circuit Theory, May 6—7, 1971, Denver, Colo, Univer. Denver, 1971, Var. pag.

123. **Proceedings** Seventh Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory. Monticello Ill., Oct. 8—10, 1969, Ed-s, Haddad A. H., Metze G., Trick T. N., N. Y., 919 p.

124. **Ravenis J. V.** The Present and Future of Computer Aided Circuit Analysis Techniques. «Internat. Conf. Quality Control. Proc., Tokyo, 1969, p. 873—876.

125. **Rupprecht W., Schmidt W.** RC-aktive Filter mit Kapazitäten gleicher Grösse. «Nachrichtentechn. Z.», 1972, 25, № 4, S. 169—173.

126. **Singh N. P., Ramachandran V.** Realisation of Voltage Transfer Functions by Unsymmetrical Lattice Structures. «Electron. Letters», 1971, 7, № 18, p. 558—560.

127. **Smith M.** RC Realisation of Transfer Functions. «Proc. IEEE», 1970, 58, № 11, p. 1873—1874.

128. **Цумира Т., Фудзивара Н.** «Сэйге когаку, J. Jap. Assoc. Automat. Contr. Eng.», 1970, 14, № 4, p. 210—215.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Д

Ж

З

Л

М

Н

О

П

У

Ф

Х

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

Книга 2

Усилительные устройства, корректирующие элементы и устройства

Редактор издательства инж. *Л. П. Строганов*
Технические редакторы *А Ф. Уварова* и *Н. Ф. Демкина*
Корректор *Н. И. Шарунина*
Переплет и суперобложка художника *А. Я. Михайлова*

Сдано в набор 25/VII 1973 г. Подписано к печати 22/III 1974 г. Т-06315. Формат 60X90[1]/16. Бумага типографская № 3. Усл. печ. л. 43. Уч.-изд. л. 44,4. Тираж 21 000 экз. Заказ 958. Цена 2 р. 92 к.

Издательство «Машиностроение», 107885, Москва, Б-78, 1-й Басманный пер., 3.

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» им. А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26.

2р. 92к.



«МАШИНОСТРОЕНИЕ»

МАШИНОСТРОЕНИЕ



МАШИНОСТРОЕНИЕ

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления

Книга 3-я
Объем 45 л.

Под редакцией
д-ра техн. наук проф.
В. В. Солодовникова

Исполнительные устройства и сервомеханизмы

Книга посвящена исполнительным устройствам и сервомеханизмам систем автоматического регулирования и управления. Рассмотрены принципы работы; схемы управления; конструктивные особенности; статические и динамические характеристики различных исполнительных устройств, а также динамический и энергетический расчет линейных и нелинейных сервомеханизмов и оценка их свойств.

В. С. Пугачев, И. Е. Казаков, Л. Г. Евланов

ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Объем 25 л.

В книге изложены современные инженерные методы вероятностного анализа и синтеза систем автоматического управления. Рассмотрены непрерывные и дискретные, линейные и нелинейные, детерминированные и стохастические системы. Книга содержит примеры вероятностного исследования систем управления и справочный материал.

МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ В СТАТИСТИЧЕСКИХ ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ

А. М. Батков, В. М. Александров,
А. О. Мишулина и др.

Объем 15 л.

Книга посвящена вопросам проектирования систем автоматического управления, работающих в условиях случайных воздействий. Рассмотрены современные методы параметрической оптимизации и расчет показателей точности нелинейных стохастических систем. Приведены методы расчета оптимального управления стохастическими объектами: динамическое программирование и стохастический принцип максимума.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «МАШИНОСТРОЕНИЕ»